

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANÁLISE DE CONVERSORES RESSONANTES COM MÉTODO  
NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA E REALIZAÇÃO DE CON-  
TROLE DO FLUXO DE POTÊNCIA COM FREQUÊNCIA DE  
RESSONÂNCIA VARIÁVEL

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA A UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA  
CATARINA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

EDUARDO DESCHAMPS

FLORIANÓPOLIS, JUNHO 1990.

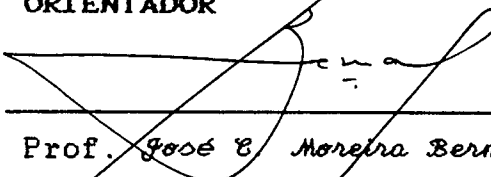
ANÁLISE DE CONVERSORES RESSONANTES COM MÉTODO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA  
E REALIZAÇÃO DE CONTROLE DO FLUXO DE POTÊNCIA COM  
FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA VARIÁVEL

EDUARDO DESCHAMPS

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE  
MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM  
SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
ORIENTADOR

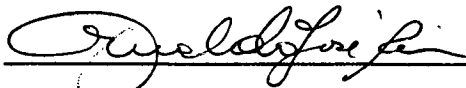


Prof. José B. Moreira Bermudez, Ph. D.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica.

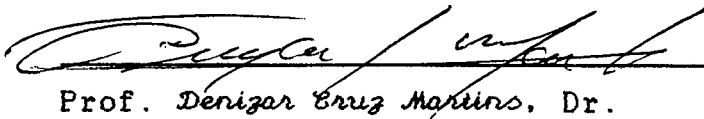
BANCA EXAMINADORA



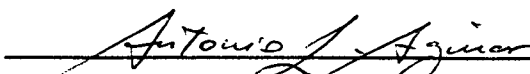
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Antonio Luiz Aguiar, Dr. Ing.

Ao meu grande mestre Ivo Barbi

Aos meus pais Genésio e Irma

Aos meus irmãos Suzana, Fernando  
e Marcelo

A todos os meus amigos

## AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ivo Barbi, que foi um orientador dedicado e incansável e se transformou em um amigo inesquecível.

Aos Professores Arnaldo José Perin e Denizar Cruz Martins agradeço o apoio e o estímulo que muito colaboraram para a realização deste trabalho.

Aos colegas, professores e funcionários do curso de Pós-graduação e do Departamento de Engenharia Elétrica, especialmente aos do LAMEP, pela contribuição prestada para o desenvolvimento deste trabalho.

A Universidade Federal de Santa Catarina e a CAPES pelo apoio financeiro.

Aos meus pais Genésio e Irma, agradeço o carinho, amor e confiança que sempre demonstraram, e o incentivo que dedicaram para a realização deste trabalho.

Aos meus irmãos Suzana, Fernando e Marcelo pela alegria e apoio de todos os dias.

Aos Professores Ivo Barbi, Dr. Ing.; Arnaldo José Perin, Dr. Ing.; Denizar Cruz Martins, Dr. e Antônio Luiz Aguiar, Dr. Ing.; que constituíram a banca examinadora da defesa de dissertação de mestrado.



## SUMARIO

SIMBOLOGIA.....	xii
RESUMO.....	xv
ABSTRACT.....	xvi

INTRODUÇÃO.....	xvii
-----------------	------

## CAPITULO 1 - MÉTODOS DE CONTROLE DO FLUXO DE POTÊNCIA EM CONVERSO- RES RESSONANTES

1.1 Introdução.....	01
1.2 Estruturas Básicas dos Conversores Ressonantes.....	01
1.3 Controle com Freqüência Variável.....	03
1.3.1 Controle ASDTIC.....	04
1.3.2 Controle do Tempo de Condução dos Diodos.....	04
1.3.3 Controle do Tempo de Condução das Chaves Contro- ladas.....	04
1.3.4 Controle da Freqüência.....	04
1.4 Desvantagens do Controle com Freqüência Variável.....	05
1.5 Controle com Freqüência Fixa.....	05
1.5.1 Controle com Freqüência de Ressonância Variável..	06
1.5.2 Controle com Variação da Amplitude da Tensão.....	06
1.5.2.1 Controle por Defasamento.....	06
1.5.2.2 Controle por Retificação Controlada.....	06
1.6 Conclusões.....	07

## CAPITULO 2 - ANÁLISE DO CONVERSOR SÉRIE-RESSONANTE LC (LC-SRC)

### MÉTODO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

2.1 Introdução.....	08
2.2 Estrutura do Conversor LC-SRC.....	09
2.3 Análise para Operação com Frequência de Chaveamento A- baixo da Ressonância.....	09
2.3.1 Determinação das Formas de Onda.....	09
2.3.2 Determinação do Modelo Equivalente Simplificado..	11
2.3.3 Determinação das Expressões do Circuito Ressonante.....	12
2.3.4 Determinação do Ângulo $\phi$ .....	14
2.3.5 Determinação da Característica Externa do Conversor LC-SRC.....	15
2.4 Análise para Operação com Frequência de Chaveamento A- cima da Ressonância.....	17
2.4.1 Determinação das Formas de Onda.....	17
2.4.2 Determinação do Modelo Equivalente Simplificado..	18
2.4.3 Determinação das Expressões do Circuito Ressonante.....	19
2.4.4 Determinação do Ângulo $\phi$ .....	19
2.4.5 Determinação da Característica Externa do Conversor LC-SRC.....	21
2.5 Unificação das Expressões do Conversor LC-SRC.....	21
2.6 Programa para Cálculo das Formas de Onda e Características Externas do Conversor LC-SRC.....	23
2.7 Simulação do Conversor LC-SRC.....	23
2.7.1 Simulação para $f_s$ menor que $f_0$ .....	23

2.7.2 Simulação para $f_s$ maior que $f_0$ .....	25
2.8 Características Externas do Conversor LC-SRC.....	27
2.9 Conclusões.....	32

### CAPITULO 3 - ANALISE DO CONVERSOR PARALELO-RESSONANTE LC (LC - PRC) - MÉTODO NO DOMINIO DA FREQUÊNCIA

3.1 Introdução.....	33
3.2 Estrutura do Conversor LC-PRC.....	34
3.3 Análise para Operação com Frequência de Chaveamento A- baixo da Ressonância.....	34
3.3.1 Determinação das Formas de Onda.....	34
3.3.2 Determinação do Modelo Equivalente Simplificado..	36
3.3.3 Determinação das Expressões do Circuito Ressonante.....	37
3.3.4 Determinação do Angulo $\phi$ .....	39
3.3.5 Determinação da Característica Externa do Conversor LC-PRC.....	41
3.4 Análise para Operação com Frequência de Chaveamento A- cima da Ressonância.....	42
3.4.1 Determinação das Formas de Onda.....	42
3.4.2 Determinação do Angulo $\phi$ .....	44
3.5 Programa para Cálculo das Formas de Onda e Características Externas do Conversor LC-PRC.....	45
3.6 Simulação do Conversor LC-PRC.....	45
3.7.1 Simulação para $f_s$ menor que $f_0$ .....	45
3.7.2 Simulação para $f_s$ maior que $f_0$ .....	47

3.7 Características Externas do Conversor LC-PRC.....	49
3.8 Conclusões.....	53

#### CAPITULO 4 - ANÁLISE DO CONVERSOR PARALELO-RESSONANTE COM DOIS CAPACITORES (LCC-PRC) - MÉTODO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

4.1 Introdução.....	54
4.2 Estrutura do Conversor LCC-PRC.....	56
4.3 Análise para Operação com Frequência de Chaveamento A- baixo da Ressonância.....	56
4.3.1 Determinação das Formas de Onda.....	56
4.3.2 Determinação do Modelo Equivalente Simplificado..	60
4.3.3 Determinação das Expressões do Circuito Ressonan- te.....	62
4.3.4 Determinação do Ângulo $\phi$ .....	63
4.3.5 Determinação da Característica Externa do Conver- sor LCC-PRC.....	66
4.4 Análise para Operação com Frequência de Chaveamento A- cima da Ressonância.....	67
4.4.1 Determinação das Formas de Onda.....	67
4.4.2 Determinação do Ângulo $\phi$ .....	69
4.5 Programa para Cálculo das Formas de Onda e Caracterís- ticas Externas do Conversor LCC-PRC.....	70
4.6 Simulação do Conversor LCC-PRC.....	71
4.7.1 Simulação para $f_s$ menor que $f_0$ .....	71
4.7.2 Simulação para $f_s$ maior que $f_0$ .....	74

4.7 Características Externas do Conversor LCC-PRC.....	76
4.8 Conclusões.....	80

## CAPITULO 5 - ANÁLISE DO CONVERSOR SÉRIE-RESSONANTE COM DOIS INDUTORES (LLC-SRC) - MÉTODO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

5.1 Introdução.....	81
5.2 Estrutura do Conversor LLC-SRC.....	82
5.3 Análise para Operação com Frequência de Chaveamento A- baixo da Ressonância.....	82
5.3.1 Determinação das Formas de Onda.....	82
5.3.2 Determinação do Modelo Equivalente Simplificado..	86
5.3.3 Determinação das Expressões do Circuito Ressonante.....	88
5.3.4 Determinação do Ângulo $\phi$ .....	90
5.3.5 Determinação da Característica Externa do Conversor LLC-SRC.....	93
5.4 Análise para Operação com Frequência de Chaveamento A- cima da Ressonância.....	94
5.4.1 Determinação das Formas de Onda.....	94
5.4.2 Determinação do Modelo Equivalente Simplificado..	96
5.4.3 Determinação das Expressões do Circuito Ressonante.....	97
5.4.4 Determinação do Ângulo $\phi$ .....	97
5.4.5 Determinação da Característica Externa do Conversor LLC-SRC.....	99

5.5 Unificação das Expressões do Conversor LLC-SRC.....	100
5.6 Programa para Cálculo das Formas de Onda e Caracterís- ticas Externas do Conversor LLC-SRC.....	101
5.7 Simulação do Conversor LLC-SRC.....	102
5.7.1 Simulação para $f_s$ menor que $f_0$ .....	102
5.7.2 Simulação para $f_s$ maior que $f_0$ .....	105
5.8 Características Externas do Conversor LLC-SRC.....	107
5.9 Conclusões.....	117

## CAPITULO 6 - ESTUDO COMPARATIVO DAS CARACTERISTICAS EXTERNAS DAS QUATRO TOPOLOGIAS DE CONVERSORES RESSONANTES

6.1 Introdução.....	118
6.2 Análise das Características externas dos Conversores Ressonantes.....	118
6.3 Métodos para Controle dos Conversores.....	125
6.3.1 Conversor LC-SRC.....	125
6.3.2 Conversor LC-PRC.....	125
6.3.3 Conversor LCC-PRC.....	126
6.3.4 Conversor LLC-SRC.....	126
6.4 Conclusões.....	130

## CAPITULO 7 - O CIRCUITO DE INDUTÂNCIA VARIÁVEL

7.1 Introdução.....	131
7.2 Estrutura do Circuito de Indutância Variável.....	132

7.3 Princípio de Operação e Descrição Matemática..... 132

7.4 Projeto de um Circuito de Indutância Variável..... 135

7.5 O Circuito de Comando..... 136

7.6 Implementação de um Circuito de Indutância Variável.... 140

7.7 Conclusões..... 143

CAPITULO 8 - ESTUDO EXPERIMENTAL DO CONVERSOR LLC-SRC

8.1 Introdução..... 145

8.2 Descrição da Montagem..... 146

8.3 Resultados Experimentais Obtidos Sem o Circuito de In-  
dutância Variável..... 148

8.4 Resultados Experimentais Obtidos Com o Circuito de In-  
dutância Variável..... 152

8.5 Conclusões..... 160

CONCLUSÃO GERAL..... 162

APÊNDICE A..... 164

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS..... 191

## SIMBOLOGIA

$\alpha$	- Razão $L_1/L_2$ (Cap. 5) Ângulo de controle da indutância variável (Cap.7).
C	- Capacitância do circuito ressonante. Capacitância equivalente do circuito ressonante (Cap.4). Capacitância circuito de capacitância variável (Cap.7).
$C_{1,2}$	- Capacitâncias do conversor LCC-PRC. Capacitâncias de ajuda a comutação (Cap.8).
$C_{eq}$	- Capacitância equivalente do circuito de capacitância variável.
$C_{a,b}$	- Capacitores divisores de tensão.
$C_o$	- Capacitância de filtragem da tensão de saída.
$C_r$	- Capacitância de ressonância.
$C_v$	- Capacitância de valor fixo.
DIF	- Diferença entre $X_{L_1}$ e $X_{C_{21}}$ .
$D_{1,2,3,4}$	- Diodos da ponte retificadora.
$D_{1,2}$	- Diodos do inversor de meia ponte.
E	- Tensão CC da fonte de alimentação.
$f_o$	- Freqüência de ressonância.
$f_{o2}$	- Freqüência de ressonância do circuito $LC_2$ ou $L_2C$ .
$f_s$	- Freqüência de chaveamento.
$\phi$	- Ângulo de defasamento.
$I_L$	- Corrente normalizada do circuito ressonante.
$i_L(t)$	- Corrente no indutor ressonante.
$I_{L1,2}$	- Corrente normalizada nos indutores do conversor LLC-SRC.
$i_{L1,2}(t)$	- Corrente nos indutores do conversor LLC-SRC.



$i_{AB}(t)$	- Corrente entre os pontos A e B.
$i_o(t)$	- Corrente no estágio de saída.
$I_o$	- Corrente média na carga.
$\overline{i_o}$	- Corrente normalizada no estágio de saída.
$\overline{I_o}$	- Corrente média normalizada na carga.
$I_L$	- Fasor corrente no circuito ressonante.
$I_{L1,2}$	- Fasor corrente nos indutores do conversor LLC-SRC.
$I_m$	- Corrente máxima.
$L$	- Indutância do circuito ressonante Indutância equivalente do circuito ressonante (Cap.5) Indutância do circuito de indutância variável.
$L_{eq}$	- Indutância equivalente do circuito de indutância variável.
$L_v$	- Indutância de valor fixo.
$q$	- Tensão média normalizada de saída.
$R$	- Resistência do enrolamento dos indutores.
$R_o$	- Resistência de carga.
$S_{1,2,3,4}$	- Chaves comandadas.
$SIG$	- Sinal do ângulo $\phi$ .
$\theta_1$	- Ângulo de bloqueio de $S_{1,2}$
$\theta_2$	- Ângulo de disparo de $S_{1,2}$
$\theta_{zn}$	- Fase da impedância $Z$ .
$\theta_{LCn}$	- Fase da impedância $Z_{LC}$ .
$\theta_R$	- Fase da impedância $Z_R$ .
$Tr_{1,2}$	- Transistores do inversor de meia ponte.
$V_{AB}$	- Tensão normalizada entre os pontos A e B.
$V_C$	- Tensão normalizada no capacitor C.
$V_{CB}$	- Tensão normalizada entre os pontos C e B.

- $V_{C1,2}$  - Tensão normalizada nos capacitores  $C_{1,2}$  .
- $V_s$  - Tensão de entrada do inversor.
- $V_{GS}$  - Tensão de gate-source.
- $V_{Tr1,2}$  - Tensão nos transistores  $T_{r1,2}$
- $v_C(t)$  - Tensão no capacitor  $C$ .
- $v_{C1,2}(t)$  - Tensão nos capacitores  $C_{1,2}$  .
- $V_{AB}$  - Fasor tensão entre os pontos A e B.
- $V_{CB}$  - Fasor tensão entre os pontos C e B.
- $V_C$  - Fasor tensão no capacitor  $C$ .
- $V_{C1,2}$  - Fasor tensão nos capacitores  $C_{1,2}$  .
- $V_o$  - Tensão média na carga.
- $X_C$  - Reatância capacitiva.
- $X_{Ceq}$  - Reatância capacitiva equivalente do circuito de capacitância variável.
- $X_L$  - Reatância indutiva.
- $X_{Leq}$  - Reatância indutiva equivalente do circuito de indutância variável.
- $Z$  - Módulo da impedância  $Z$ .
- $Z_{LCn}$  - Módulo da impedância  $Z_{LC}$ .
- $Z_{Rn}$  - Módulo da impedância  $Z_R$ .

## RESUMO

Este trabalho apresenta uma análise de quatro topologias de conversores ressonantes empregando um novo modelo no domínio da frequência que nos fornece as expressões de tensão e corrente dos seus circuitos ressonantes e das suas características externas.

Com os resultados obtidos dessa análise é apresentado um estudo dos métodos de controle do fluxo de potência que podem ser empregados nestes conversores.

São apresentados também os resultados experimentais de um novo circuito de indutância variável e de um conversor série-ressonante tipo LLC empregando este mesmo circuito para controle do seu fluxo de potência pelo método da frequência de ressonância variável.

**ABSTRACT**

This work presents an analysis of four resonant converters topologies employing a new frequency domain model which gives the expressions of voltage and current of their resonant circuits and their output characteristics.

With the results obtained through this analysis is presented a study of power transfer control methods suitable for these resonant converters.

The experimental results of a new variable inductance circuit and a series resonant converter LLC type employing this circuit to control the power transfer with variable resonant frequency are presented too.

## INTRODUÇÃO

Atualmente dentro da eletrônica de potência existe uma grande tendência de redução do peso, volume e interferências eletromagnéticas ou de rádio frequência ao mesmo tempo em que se procura aumentar a confiabilidade e a eficiência dos conversores produzidos nesta área.

Um aumento da frequência de operação destes conversores permite uma redução do peso e volume, mas ao mesmo tempo traz um aumento das perdas de chaveamento e uma diminuição da vida útil das chaves empregadas, limitando desta forma a potência dos conversores.

O aproveitamento do fenômeno da ressonância permite aumentar a frequência de operação dos conversores até a faixa do Mega-hertz, com baixas perdas nas chaves pois proporciona comutação não dissipativa nestes componentes. Assim sendo os conversores ressonantes permitem obter um aumento de potência, aliado a diminuição de tamanho dos componentes passivos utilizados e conseqüente miniaturização dos conversores. Além disso os conversores ressonantes apresentam um baixo nível de interferência por rádio frequência e eletromagnética.

Entretanto estes conversores apresentam problemas para se obter uma boa regulação de saída, um bom controle do seu fluxo de potência.

As diversas técnicas de controle do fluxo de potência para os conversores ressonantes são discutidas pelos professores

Cheron, Foch e Roux na referência [7] e serão apresentadas no capítulo 1 deste trabalho. Basicamente estas técnicas se dividem em dois grupos: as de controle com frequência variável e as de controle com frequência fixa.

Os conversores ressonantes a princípio podem ser divididos basicamente em conversores série-ressonante e paralelo-ressonante. Nestes grupos já são bastante conhecidos os conversores série-ressonante-LC (LC-SRC) e paralelo-ressonante-LC (LC-PRC) que apresentam apenas um indutor e um capacitor no estágio de ressonância. Mais recentemente a necessidade de controle do fluxo de potência levou a introdução do conversor paralelo-ressonante-LCC (LCC-PRC). Este conversor possui em seu estágio ressonante um indutor e dois capacitores.

Neste trabalho apresenta-se uma modificação do conversor série-ressonante convencional (LC-SRC) adicionando-se um segundo indutor no circuito de ressonância.

Os conversores acima mencionados são estudados através do emprego de um novo modelo no domínio da frequência [8] que nos permite a obtenção das principais formas de onda e das características externas dos mesmos com auxílio de computador. O estudo destes conversores através deste novo método é apresentado de maneira tal que, em cada capítulo possam ser obtidas todas as informações sobre a análise de um conversor individualmente, sem ser necessário recorrer a outros capítulos para compreensão do estudo efetuado. Este modo de apresentação torna o trabalho extenso e repetitivo, em compensação facilita o acesso ao estudo de cada conversor isoladamente, sem passar pelos outros conversores estudados.

Além do estudo dos conversores utilizando o modelo no

domínio da frequência, é apresentada também uma análise das características externas dos conversores, individual ou globalmente, sob a ótica do controle do fluxo de potência, tendo como objetivo a obtenção de uma boa regulação da tensão de saída. Esta análise é direcionada para a utilização de um controle do fluxo de potência, obtendo-se regulação da tensão de saída, com frequência de operação fixa e frequência de ressonância variável, permitindo assim que fosse efetuado um estudo experimental deste tipo de controle.

Assim sendo é apresentado o projeto e implementação de um circuito de indutância variável empregado na construção de um protótipo de laboratório do LLC-SRC para fins de comprovação dos resultados da simulação através do modelo anteriormente citado e do conseqüente controle do fluxo de potência em malha aberta.

## CAPITULO 1

### MÉTODOS DE CONTROLE DO FLUXO DE POTÊNCIA EM CONVERSORES RESSONANTES

#### 1.1 INTRODUÇÃO

O interesse crescente em se obter uma redução do volume sem redução da eficiência dos conversores estáticos tem levado ao estudo cada vez maior dos conversores ressonantes já que estes permitem a elevação da frequência de operação, com a conseqüente redução dos componentes passivos, sem que ocorram perdas nas chaves decorrentes de comutações dissipativas.

Porém, os conversores ressonantes apresentam problemas para regulação de sua saída e controle do fluxo de potência.

Na referência [7] deste trabalho os professores Cheron, Foch e Roux apresentam diversos métodos de controle do fluxo de potência para estes conversores. Estes métodos são apresentados resumidamente a seguir.

#### 1.2 ESTRUTURAS BASICAS DOS CONVERSORES RESSONANTES

Os conversores DC-DC ressonantes possuem um estágio AC intermediário de alta frequência. Eles são basicamente compostos de um inversor e um retificador ligados através de um circuito oscilante e as vezes um transformador (fig.1.1) [7].



Fig. 1.1 - Estrutura básica de um conversor DC-DC ressonante

Os diversos tipos de circuitos oscilantes são apresentados na fig.1.2 a seguir.

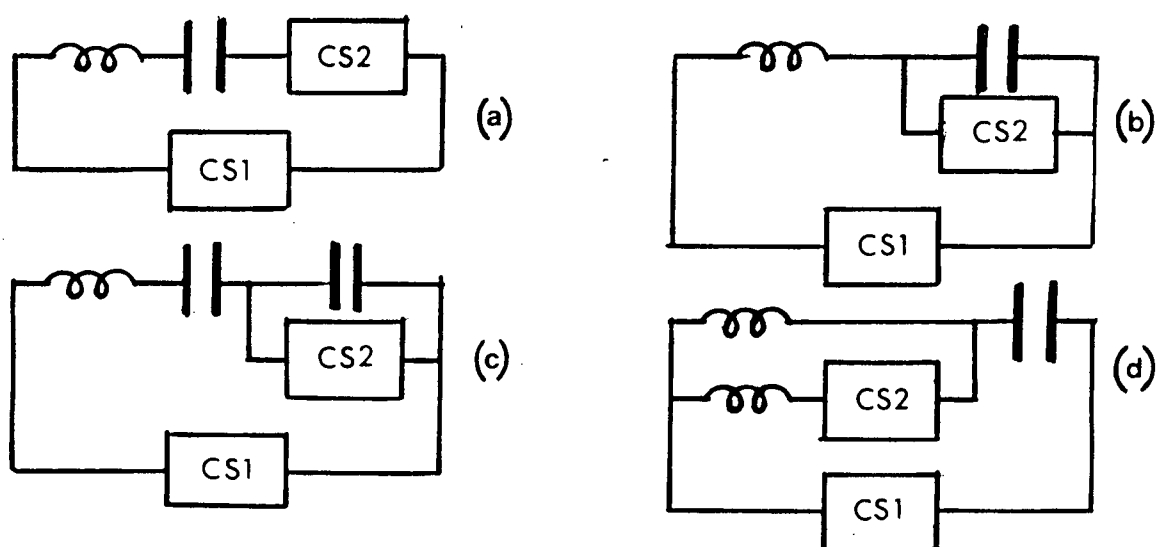


Fig. 1.2 - Circuitos oscilantes: a) LC-SRC b) LC-PRC  
c) LCC-PRC d) LLC-SRC

Fazendo uma análise da estrutura do conversor ressonante nota-se que o conversor CS1 e o circuito oscilante podem fornecer o circuito equivalente da figura 1.3.

O circuito pode ser assumido como sendo uma fonte de tensão  $V_1$  variável com a amplitude da entrada  $E_1$  e com a frequência de operação de CS1 e ainda uma impedância  $Z(\omega_s)$  variável com a

freqüência de operação e com os parâmetros do circuito ressonante.

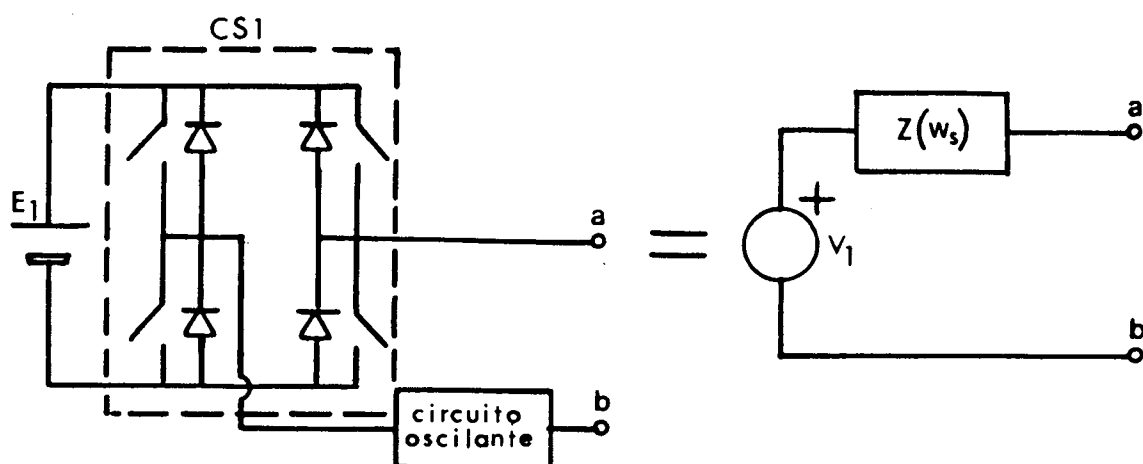


Fig. 1.3 - Circuito equivalente de CS1 e circuito ressonante.

Assim pode-se controlar o fluxo de potência através da freqüência de operação variável ou com freqüência de operação fixa variando-se a amplitude da entrada  $V_1$  ou a freqüência de ressonância.

Existe ainda um outro método de controle do fluxo de potência que é o controle com retificação controlada que pode ser empregado se existirem, no lugar da ponte de diodos em CS2, chaves controladas.

A seguir mostrar-se-á os principais métodos empregando freqüência variável e fixa.

### 1.3 CONTROLE COM FREQUÊNCIA VARIÁVEL

Os principais métodos de controle com freqüência de operação variável são os seguintes:

### 1.3.1 CONTROLE ASDTIC (Conversor de Sinal Analógico-Digital) [9]

Neste método a corrente do indutor de ressonância é comparada com um sinal de referência. O erro é integrado gerando um sinal que, ao ser comparado com zero, gera o sinal de comando para a chave a ser acionada.

### 1.3.2 CONTROLE DO TEMPO DE CONDUÇÃO DOS DIODOS

Este controle é bem empregado quando da utilização de tiristores como chaves em CS1, ou seja, quando tem-se bloqueio espontâneo com corrente nula e disparo sob comando. A utilização deste método é bastante eficaz quando o controle do tempo de aplicação de tensão reversa é muito importante.

### 1.3.3 CONTROLE DO TEMPO DE CONDUÇÃO DAS CHAVES CONTROLADAS

Fácilmente aplicável quando tem-se em CS1 tiristores-duais (disparo espontâneo com tensão nula e bloqueio sob comando).

Este método e o anterior necessitam de sincronização entre o circuito de controle e a corrente que circula em CS1, e além disso exigem proteções contra sobre tensões e sobre correntes que podem ocorrer em operação com pouca carga.

### 1.3.4 CONTROLE DA FREQUÊNCIA

Este método consiste na variação da frequência de chaveamento do conversor. A sua diferença, em relação aos métodos anteriores, é a não necessidade de nenhum tipo de sensor no conversor, ou seja, é um controle de malha aberta.

Existem dois tipos de operação neste método:

- Frequência de operação abaixo da ressonante, quando a

comutação é feita com chaves de disparo comandado (tiristor).

- Frequência de operação acima da ressonante, com comutação efetuada com chaves de bloqueio comandado (tiristor-dual).

#### 1.4 DESVANTAGENS DO CONTROLE COM FREQUÊNCIA VARIÁVEL

As técnicas anteriormente citadas de controle do fluxo de potência por frequência variável apresentam basicamente duas desvantagens a saber:

- a frequência de operação variável gera problemas de filtragem, além de radiações acústicas e eletromagnéticas. O tempo de resposta do conversor depende do ponto de operação que é variável com a variação da frequência.

- a obtenção do ponto de operação para tensão de carga ou corrente de carga nulos é difícil pois pode ser obtido com frequência zero ou infinita. Assim sendo a variação de potência possível resulta de um compromisso entre as sobretensões que o indutor e o capacitor do circuito ressonante podem suportar e a faixa de variação de frequência que se pode obter.

#### 1.5 CONTROLE COM FREQUÊNCIA FIXA

O controle com frequência de operação fixa pode ser implementado essencialmente de duas maneiras: frequência de ressonância variável ou amplitude de  $V_1$  variável.

### 1.5.1 CONTROLE COM FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA VARIÁVEL

Para que se tenha esta frequência variável deve-se ter a variação dos parâmetros do circuito de ressonância. Isto pode ser obtido variando-se eletronicamente o valor da indutância ou da capacitância do circuito ressonante. Esta solução é similar às técnicas empregadas em compensação de potência reativa.

Este método será detalhadamente estudado no presente trabalho.

### 1.5.2 CONTROLE COM VARIAÇÃO DA AMPLITUDE DA TENSÃO

Este controle pode ser obtido através do método de defasamento [2] ou por retificação controlada, tendo-se em CS2 chaves controladas.

#### 1.5.2.1 CONTROLE POR DEFASAMENTO

Este controle baseia-se no tempo de condução simultânea dos interruptores em diagonal de CS1. O comando dos interruptores segue uma lógica complementar num mesmo braço do inversor. Defasando-se os sinais de comando de um braço em relação ao outro, obtém-se o controle do tempo de condução simultânea das chaves em diagonal. Através do controle deste tempo de condução simultânea pode-se controlar o fluxo de potência do conversor.

#### 1.5.2.2 CONTROLE POR RETIFICAÇÃO CONTROLADA

Neste método substitui-se a ponte de diodos de CS2 por um conversor com controle de fase.

Ele consiste basicamente no controle do defasamento entre os sinais de controle dos conversores CS1 e CS2. Desta forma

também consegue-se controlar o fluxo de potência. Possui como desvantagem a utilização de um maior número de chaves controladas que os outros métodos apresentados.

## 1.6 CONCLUSÕES

Os conversores ressonantes tem se apresentado como uma boa solução para se obter uma melhor relação potência-volume para conversores estáticos. Porém possuem uma desvantagem que é a dificuldade de se obter um bom controle do fluxo de potência.

Este controle pode ser efetuado basicamente de duas maneiras: com frequência de chaveamento variável ou com frequência de chaveamento fixa.

Os métodos com frequência variável apresentam algumas limitações como problemas de filtragem e interferências. Por isso tem se desenvolvido estudos dos métodos com frequência fixa entre eles o de defasamento, estudado na referência [2] deste trabalho, e o método de frequência de ressonância variável que com o desenvolvimento das técnicas de variação eletrônica de indutâncias e capacitâncias tem se tornado extremamente viável.

Uma análise completa do controle do fluxo de potência empregando este último método é apresentada neste trabalho, bem como o estudo de novas estruturas que permitam um melhor controle do fluxo de potência utilizando as técnicas apresentadas neste capítulo.

## CAPITULO 2

### ANALISE DO CONVERSOR SÉRIE-RESSONANTE LC (LC-SRC)

#### MÉTODO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

##### 2.1 INTRODUÇÃO

Atualmente com o interesse crescente sobre os conversores ressonantes, tem sido desenvolvidos inúmeros esforços para se realizar a modelização e análise dos mesmos. A grande maioria dos métodos empregados para análise se utilizam de uma aproximação no domínio do tempo, que acaba exigindo a solução de equações diferenciais numericamente, sendo que, esta solução envolve um grande esforço computacional. Assim, quando necessita-se uma análise em regime permanente, o domínio da frequência se apresenta como sendo mais eficiente.

Desta forma foi desenvolvido um novo método de modelização no domínio da frequência para o conversor paralelo ressonante LC na referência [8] deste trabalho, que será utilizado para análise de outros tipos de conversores além do paralelo ressonante. Esta análise é apresentada neste e nos próximos capítulos, sendo feita uma comparação dos resultados com outros obtidos com o emprego de métodos já consagrados, a fim de que possa ser comprovada a validade de emprego deste método para obtenção de formas de onda e características externas que forneçam uma aproximação do comportamento real do conversor.

## 2.2 ESTRUTURA DO CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE LC (LC-SRC)

A estrutura básica do conversor LC-SRC de ponte completa é apresentada na fig. 2.1.

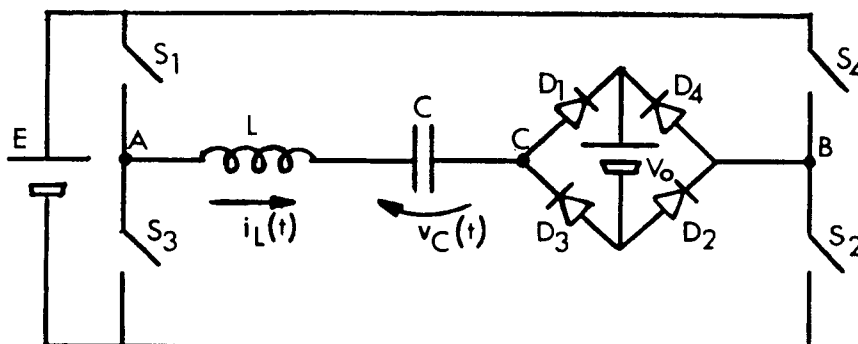


Fig. 2.1 - Estrutura do conversor LC-SRC

A frequência de ressonância ( $f_0$ ) deste conversor pode ser definida por:

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}) \quad (2.1)$$

## 2.3 ANÁLISE PARA OPERAÇÃO COM FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO ABAIXO DA RESSONÂNCIA ( $f_s < f_0$ )

### 2.3.1 DETERMINAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA

Da análise qualitativa [2] pode-se obter as formas de onda do LC-SRC apresentadas na fig 2.2.

Como para  $f_s$  menor que  $f_0$  tem-se uma predominância da reatância capacitiva  $X_C$  sobre a reatância indutiva  $X_L$ , a corrente no circuito ressonante ( $i_L(t)$ ) encontra-se adiantada em relação a fundamental da tensão entre os pontos A e B ( $v_{AB}(t)$ ) de um ângulo



denominado  $\phi$ . A fundamental da tensão entre os pontos C e B ( $v_{CB}(t)$ ) estará em fase com a corrente  $i_L$ . Este defasamento pode ser observado na fig. 2.2 e no diagrama fasorial da fig. 2.3.

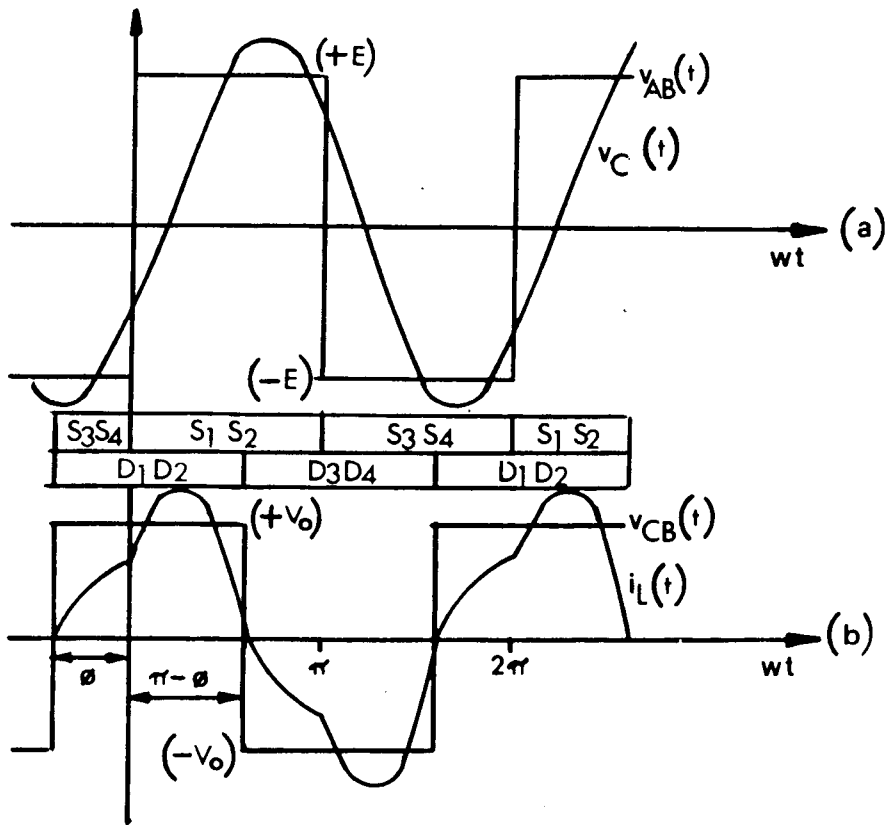


Fig. 2.2 - Formas de onda do conversor LC-SRC para  $f_s$  menor que  $f_o$ .

(a)  $v_{AB}(t)$  e  $v_C(t)$       (b)  $v_{CB}(t)$  e  $i_L(t)$

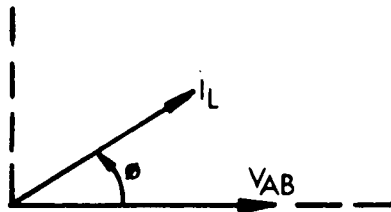


Fig. 2.3 - Diagrama fasorial do conversor LC-SRC para  $f_s$  menor que  $f_o$ . ( $X_C > X_L$ )

### 2.3.2 DETERMINAÇÃO DO MODELO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO

As formas de onda da figura 2.2 permitem deduzir um modelo simplificado para o conversor LC-SRC, apresentado na figura 2.4.

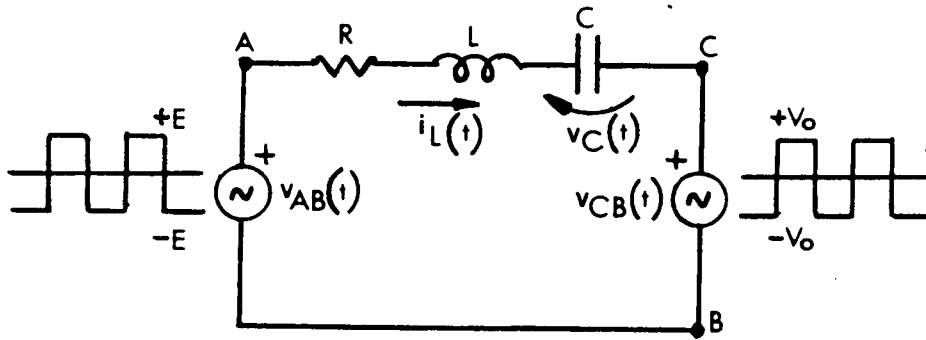


Fig. 2.4 - Modelo equivalente simplificado do conversor LC-SRC.

A resistência  $R$  é considerada como sendo de valor muito pequeno, proveniente fisicamente do enrolamento do indutor  $L$ . Esta resistência será de grande utilidade na determinação de certos ângulos que auxiliarão na resolução das equações do circuito.

A entrada  $v_{AB}(t)$  e a saída  $v_{CB}(t)$  são determinadas por série de Fourier, assim:

$$v_{AB}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4E \frac{\sin(n\omega t)}{n\pi} \quad (2.2)$$

$$v_{CB}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4V_o \frac{\sin(n\omega t + n\phi)}{n\pi} \quad (2.3)$$

onde " $n$ " é a ordem da harmônica. Aqui todos os " $n$ " são ímpares pois não existem harmônicas pares nestas séries.

Com este modelo equivalente simplificado e as expressões (2.2) e (2.3) pode-se determinar as expressões de tensão e corrente do circuito ressonante.

### 2.3.3 DETERMINAÇÃO DAS EXPRESSÕES DO CIRCUITO RESSONANTE

Utilizando-se o teorema da superposição podem ser calculadas a corrente  $i_L(t)$  e a tensão  $v_C(t)$  do circuito da figura 2.4.

Tomando-se a harmônica de ordem  $n$  das tensões  $v_{AB}(t)$  e  $v_{CB}(t)$  fasorialmente:

$$V_{ABn} = 4E \angle 0^\circ / n\pi \quad (2.4)$$

$$V_{CBn} = 4V_o \angle n\phi / n\pi \quad (2.5)$$

e a expressão da harmônica de ordem  $n$  da corrente no indutor  $L$  é:

$$I_{Ln} = (V_{ABn} - V_{CBn}) / Z_n \angle \theta_{Zn} \quad (2.6)$$

onde:

$$Z_n = \sqrt{R^2 + (X_{Ln} - X_{Cn})^2} \quad (2.7)$$

$$\theta_{Zn} = \text{tg}^{-1} [(X_{Ln} - X_{Cn}) / R] \quad (2.8)$$

$$X_{Ln} = n\omega L \quad (2.9)$$

$$X_{Cn} = 1/n\omega C \quad (2.10)$$

Substituindo (2.4) e (2.5) em (2.6) temos:

$$I_{Ln} = 4(E \angle -\theta_{Zn} - V_o \angle n\phi - \theta_{Zn}) / n\pi Z_n \quad (2.11)$$

Levando a expressão (2.11) ao domínio do tempo e somando-se as respostas individuais de cada harmônica tem-se:

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4 \{ E \sin(n\omega t - \theta_{Zn}) - V_o \sin(n\omega t + n\phi - \theta_{Zn}) \} / n\pi Z_n \quad (2.12)$$

que é a expressão da corrente no circuito ressonante.

Para determinação da tensão  $v_C(t)$  tem-se:

$$V_{Cn} = -jX_{Cn} \cdot I_{Ln} \quad (2.13)$$

Substituindo (2.11) em (2.13) e sabendo que  $(-j)$  vale  $1 \mid -\pi/2$ , obtem-se:

$$V_{Cn} = 4X_{Cn} (E \mid -\pi/2 - \theta_{zn} - V_o \mid n\phi - \pi/2 - \theta_{zn}) / n\pi Z_n$$

Somando-se as respostas individuais no domínio do tempo:

$$v_C(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4X_{Cn} \{E \sin(n\omega t - \pi/2 - \theta_{zn}) - V_o \sin(n\omega t + n\phi - \pi/2 - \theta_{zn})\} / n\pi Z_n \quad (2.14)$$

Para fazer a normalização das expressões (2.12) e (2.14) toma-se como base:

$$V_b = E$$

$Z_b = \sqrt{L/C}$  que é a impedância característica do circuito ressonante.

$$I_b = V_b / Z_b = E \sqrt{C/L}$$

Assim:

$$I_L = i_L(t) / (E \sqrt{C/L}) \quad (2.15)$$

$$V_C = v_C(t) / E \quad (2.16)$$

$$q = V_o / E \quad (2.17)$$

Resultando:

$$I_L = \sum_{n=1}^{\infty} 4 \sqrt{L/C} \{ \sin(n\omega t - \theta_{zn}) - q \sin(n\omega t + n\phi - \theta_{zn}) \} / n\pi Z_n \quad (2.18)$$

$$V_C = \sum_{n=1}^{\infty} 4X_{Cn} \{ \sin(n\omega t - \pi/2 - \theta_{zn}) - q \sin(n\omega t + n\phi - \pi/2 - \theta_{zn}) \} / n\pi Z_n \quad (2.19)$$

que são as expressões normalizadas da corrente e tensão no circuito ressonante do LC-SRC.

#### 2.3.4 DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO $\phi$

Para que se possa calcular numericamente as formas de onda do conversor precisa-se determinar o ângulo  $\phi$ .

Observa-se na forma de onda da corrente  $i_L(t)$  da figura 2.2(b) que quando  $\omega t = -\phi$ ,  $i_L(t)$  vale zero.

Aplicando esta definição na expressão normalizada (2.18) encontra-se uma expressão para o cálculo do ângulo  $\phi$ .

$$\sum_{n=1}^{\infty} 4 \sqrt{L/C} \{ \sin(-n\phi - \theta_{Zn}) - q \sin(-n\phi + n\phi - \theta_{Zn}) \} / n\pi Z_n = 0$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} 4 \{ \sin(-n\phi - \theta_{Zn}) - q \sin(-\theta_{Zn}) \} / nZ_n = 0 \quad (2.20)$$

A expressão (2.20) pode ser resolvida numericamente através do método de Newton-Raphson [14].

$$F(\phi) = \sum_{n=1}^{\infty} \{ \sin(-n\phi - \theta_{Zn}) - q \sin(-\theta_{Zn}) \} / nZ_n$$

Sua derivada vale:

$$F'(\phi) = -\sum_{n=1}^{\infty} \{ \cos(-n\phi - \theta_{Zn}) \} / Z_n$$

Assim chega-se a:

$$\phi_{i+1} = \phi_i + \sum_{n=1}^{\infty} [ \{ \sin(-n\phi_i - \theta_{Zn}) - q \sin(-\theta_{Zn}) \} / nZ_n ] / [ \sum_{n=1}^{\infty} \{ \cos(-n\phi_i - \theta_{Zn}) \} / Z_n ] \quad (2.21)$$

que é a expressão a ser utilizada para calcular numericamente o valor de  $\phi$ .

Porém, para que se possa utilizar esta expressão, deve-se ter um valor aproximado de  $\phi$  para a partida no processo.

Para fins de cálculo deste valor aproximado de  $\phi$  pode-se considerar apenas a componente fundamental da corrente  $i_L(t)$  ( $n=1$ ) e desprezar a resistência  $R$  ( $R=0$ ).

Assim fasorialmente tem-se:

$$I_{L1} = 4 \sqrt{L/C} [1 \angle +\pi/2 - q \angle \phi + \pi/2] / \pi Z_1 \quad (2.22)$$

O ângulo  $\theta_{Z_1}$  vale  $(-\pi/2)$  devido a predominância de  $X_{C_1}$  sobre  $X_{L_1}$  quando  $f_s$  é menor que  $f_0$ .

Levando a expressão (2.22) a um diagrama fasorial tem-se a figura 2.5.

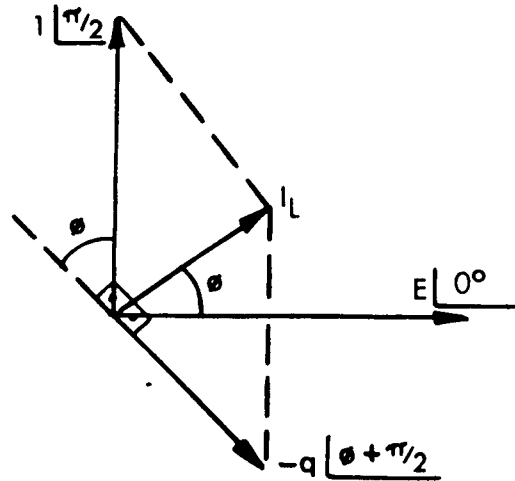


Fig. 2.5 - Diagrama fasorial da fundamental da corrente  $i_L(t)$  para  $f_s$  menor que  $f_0$ .

Do diagrama da figura 2.5 pode-se tirar:

$$\phi = \cos^{-1}(q) \quad (2.23)$$

que será utilizado como valor de partida para cálculo do valor verdadeiro do ângulo  $\phi$ .

Com o valor de  $\phi$  calculado pode-se determinar numericamente as formas de onda do circuito ressonante.

#### 2.3.5 DETERMINAÇÃO DA CARACTERÍSTICA EXTERNA DO CONVERSOR LC-SRC.

Para a determinação da característica externa do conversor LC-SRC, para  $f_s$  menor que  $f_0$ , precisa-se da corrente média na carga (fonte  $V_0$ ), que pode ser obtida do cálculo do valor médio da

corrente  $i(t)$  retificada.

Tomando a expressão (2.20) e calculando o seu valor médio sobre meio período tem-se:

$$\overline{I_o} = 1/\pi \int_{-\phi}^{\pi-\phi} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} 4 \sqrt{L/C} \{ \sin(n\omega t - \theta_{zn}) - q \sin(n\omega t + n\phi - \theta_{zn}) \} / n\pi Z_n \right] d\omega t$$

A solução desta integral, levando-se em consideração que "n" sempre será ímpar, resulta em:

$$\overline{I_o} = \sum_{n=1}^{\infty} 8 \sqrt{L/C} \{ \cos(-n\phi - \theta_{zn}) - q \cos(-\theta_{zn}) \} / (n\pi)^2 Z_n \quad (2.24)$$

onde:

$$\overline{I_o} = I_o / (E \sqrt{C/L}) \quad \text{e} \quad q = V_o / E .$$

A expressão (2.24) permite determinar a característica externa do conversor LC-SRC com o auxílio de um computador. A metodologia empregada para esta determinação será apresentada mais adiante.

## 2.4 ANÁLISE PARA OPERAÇÃO COM FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO ACIMA DA RESSONÂNCIA ( $f_s > f_o$ ).

### 2.4.1 DETERMINAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA

Da análise qualitativa [2] pode-se obter as formas de onda do conversor LC-SRC apresentadas na figura 2.6.

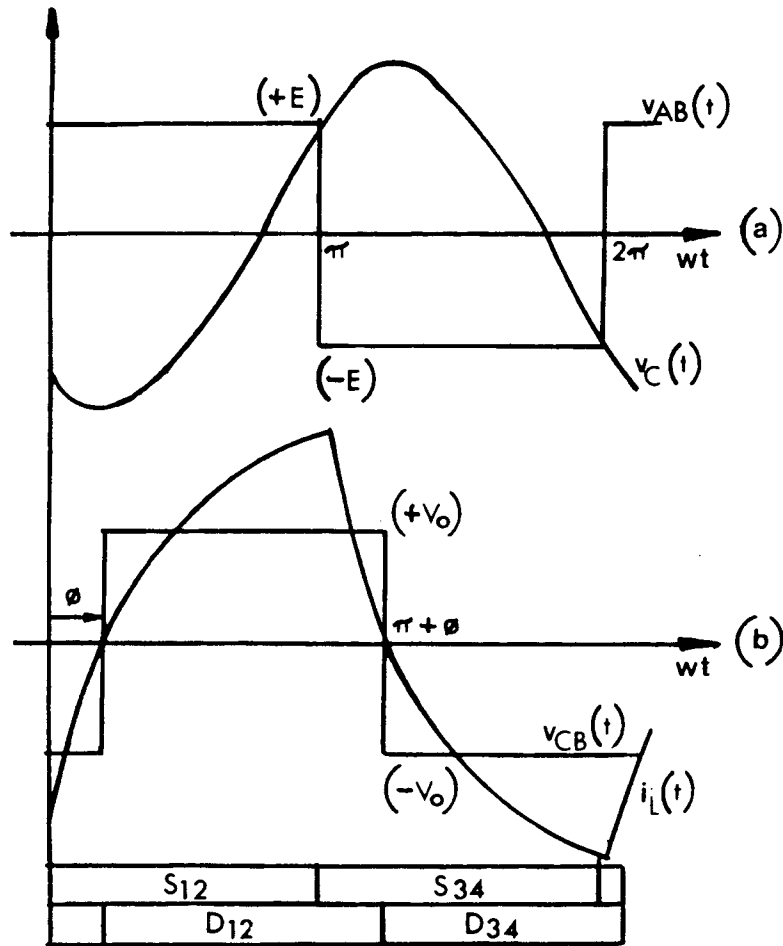


Fig. 2.6 - Formas de onda do conversor LC-SRC para  $f_s$  maior que  $f_o$ .

(a)  $v_{AB}(t)$  e  $v_C(t)$       (b)  $v_{CB}(t)$  e  $i_L(t)$

Como para  $f_s$  maior que  $f_o$  tem-se predominância da reatância indutiva  $X_L$  sobre a reatância capacitiva  $X_C$ , a corrente no circuito ressonante encontra-se atrasada, de um ângulo  $\phi$ , da com-



ponente fundamental da tensão entre os pontos A e B ( $v_{AB}(t)$ ) da figura 2.1. Já a fundamental da tensão entre os pontos C e B ( $v_{CB}(t)$ ) está em fase com a corrente.

O diagrama fasorial da figura 2.7 e as formas de onda da figura 2.6 mostram este defasamento.

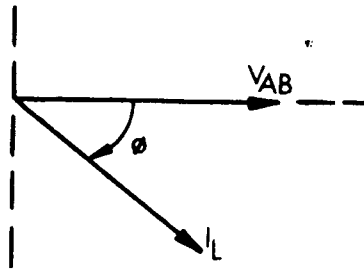


Fig. 2.7 - Diagrama fasorial do conversor LC-SRC para  $f_s$  maior que  $f_0$ . ( $X_L > X_C$ )

#### 2.4.2 DETERMINAÇÃO DO MODELO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO

O modelo equivalente simplificado do conversor LC-SRC para operação com  $f_s$  maior que  $f_0$  é o mesmo da figura 2.4.

A série de Fourier da tensão de entrada do modelo simplificado,  $v_{AB}(t)$  é a mesma da expressão (2.2). Já a série de Fourier da tensão  $v_{CB}(t)$  fica sendo:

$$v_{CB}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4V_0 \sin(n\omega t - n\phi) / n\pi \quad (2.25)$$

Com a figura 2.4 e as expressões (2.2) e (2.25) pode-se calcular as expressões de tensão e corrente do circuito ressonante para  $f_s$  maior que  $f_0$ .

### 2.4.3 DETERMINAÇÃO DAS EXPRESSÕES DO CIRCUITO RESSONANTE

O método de determinação das expressões da corrente e da tensão do circuito ressonante para  $f_s$  maior que  $f_0$ , é o mesmo que foi utilizado para  $f_s$  menor que  $f_0$ , resultando nas seguintes expressões já normalizadas:

$$I_L = \sum_{n=1}^{\infty} 4 \sqrt{L/C} \{ \text{sen}(n\omega t - \theta_{Z_n}) - q \text{sen}(n\omega t - n\phi - \theta_{Z_n}) \} / n\pi Z_n \quad (2.26)$$

que é a corrente do circuito ressonante.

$$V_C = \sum_{n=1}^{\infty} 4X_{C_n} \{ \text{sen}(n\omega t - \pi/2 - \theta_{Z_n}) - q \text{sen}(n\omega t - n\phi - \pi/2 - \theta_{Z_n}) \} / n\pi Z_n \quad (2.27)$$

que é a expressão da tensão sobre o capacitor ressonante.

Das expressões (2.15), (2.16) e (2.17):

$$I_L = i_L(t) / (E \sqrt{C/L}), \quad V_C = v_C(t) / E \quad \text{e} \quad q = V_0 / E.$$

### 2.4.4 DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO $\phi$

A determinação do ângulo  $\phi$  é feita utilizando a expressão (2.26), que vale zero quando  $\omega t$  igual a  $\phi$ .

$$\sum_{n=1}^{\infty} 4 \sqrt{L/C} \{ \text{sen}(n\phi - \theta_{Z_n}) - q \text{sen}(n\phi - n\phi - \theta_{Z_n}) \} / n\pi Z_n = 0$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} 4 \{ \text{sen}(n\phi - \theta_{Z_n}) - q \text{sen}(-\theta_{Z_n}) \} / nZ_n = 0 \quad (2.28)$$

A expressão (2.30) pode ser resolvida numericamente pelo método de Newton-Raphson [14].

$$F(\phi) = \sum_{n=1}^{\infty} \{ \text{sen}(n\phi - \theta_{Z_n}) - q \text{sen}(-\theta_{Z_n}) \} / nZ_n$$

Sua derivada vale:

$$F'(\phi) = \sum_{n=1}^{\infty} \{ \cos(n\phi - \theta_{zn}) \} / Z_n$$

Assim chega-se a:

$$\phi_{i+1} = \phi_i - \frac{\sum_{n=1}^{\infty} [ \{ \sin(n\phi_i - \theta_{zn}) - q \sin(-\theta_{zn}) \} / nZ_n ]}{\sum_{n=1}^{\infty} \{ \cos(n\phi_i - \theta_{zn}) \} / Z_n} \quad (2.29)$$

Para resolver numericamente a expressão (2.31), necessita-se de um valor de partida para o ângulo  $\phi$ . Assim faz-se  $n=1$  e  $R=0$  na expressão (2.26) e obtem-se a expressão fasorial a seguir:

$$I_{L1} = 4 \sqrt{L/C} [1 \angle -\pi/2 - q \angle -\phi - \pi/2] / \pi Z_1 \quad (2.30)$$

O ângulo  $\theta_{z1}$  vale  $+\pi/2$  porque  $X_{L1}$  prevalece sobre  $X_{C1}$  quando  $f_s$  é maior que  $f_0$ .

A expressão (2.30) em um diagrama fasorial é apresentada na figura 2.8.

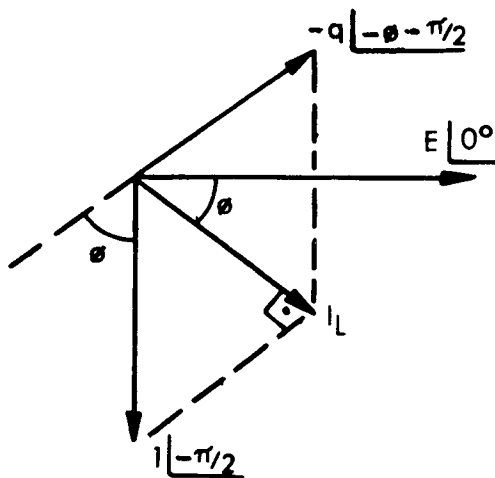


Fig. 2.8 - Diagrama fasorial da fundamental da corrente  $i_L(t)$  para  $f_s$  maior que  $f_0$ .

Da figura 2.8 pode-se tirar a expressão (2.31).

$$\phi = \cos^{-1} q \quad (2.31)$$

Este valor de  $\phi$  pode ser utilizado como valor de partida para o método de Newton-Raphson no cálculo do verdadeiro ângulo  $\phi$

na expressão (2.31).

Deste modo, tendo o valor correto do ângulo  $\phi$  pode-se obter as formas de onda do conversor com o auxílio de um computador.

#### 2.4.5 DETERMINAÇÃO DA CARACTERÍSTICA EXTERNA DO CONVERSOR LC-SRC.

A característica externa do conversor LC-SRC para operação com  $f_s$  maior que  $f_0$ , pode ser calculada tomando-se a expressão (2.26) e obtendo-se seu valor médio sobre meio período.

$$\overline{I_o} = 1/\pi \int_{+\phi}^{\pi+\phi} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} 4 \sqrt{L/C} \{ \text{sen}(n\omega t - \theta_{Zn}) - q \text{sen}(n\omega t - n\phi - \theta_{Zn}) \} / n\pi Z_n \right] d\omega t$$

que resulta em:

$$\overline{I_o} = \sum_{n=1}^{\infty} 8 \sqrt{L/C} \{ \cos(n\phi - \theta_{Zn}) - q \cos(-\theta_{Zn}) \} / (n\pi)^2 Z_n \quad (2.32)$$

onde:

$$\overline{I_o} = I_o / (E \sqrt{C/L}) \quad \text{e} \quad q = V_o / E.$$

A expressão (2.32) permite traçar a característica externa do conversor LC-SRC, para  $f_s$  maior que  $f_0$ , com o auxílio de um computador.

#### 2.5 UNIFICAÇÃO DAS EXPRESSÕES DO CONVERSOR LC-SRC

Observando-se as expressões do conversor LC-SRC para operação com  $f_s$  maior e menor que  $f_0$ , nota-se que são semelhantes entre si, divergindo apenas no sinal do ângulo  $\phi$ , que é positivo para  $f_s$  menor que  $f_0$ , e negativo quando  $f_s$  é maior que  $f_0$ . Isto

para as expressões de  $I_L$  e  $V_C$ . Para as expressões de  $I_o$  (característica externa) ocorre o inverso.

Outra observação que pode-se fazer é que, para  $f_s$  menor que  $f_o$ ,  $\theta$  é negativo ( $X_L < X_C$ ) e para  $f_s$  maior que  $f_o$ ,  $\theta_{z_1}$  é positivo ( $X_L > X_C$ ).

Assim, criando-se uma variável que tenha sempre o sinal de  $\theta_{z_1}$  e valor unitário pode-se unificar todas as expressões obtidas para o conversor LC-SRC.

Definindo-se:

$$SIG = \theta_{z_1} / |\theta_{z_1}| \quad (2.33)$$

As novas expressões passam a ser:

$$v_{CB}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4V_o \text{sen}(n\omega t - nSIG\phi) / n\pi \quad (2.34)$$

$$\phi_{i+1} = \phi_i - SIG \cdot \frac{\sum_{n=1}^{\infty} [\{\text{sen}(nSIG\phi_i - \theta_{z_n}) - q\text{sen}(-\theta_{z_n})\} / nZ_n]}{[\sum_{n=1}^{\infty} \{\cos(nSIG\phi_i - \theta_{z_n})\} / Z_n]} \quad (2.35)$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} 4 \{\text{sen}(nSIG\phi - \theta_{z_n}) - q\text{sen}(-\theta_{z_n})\} / nZ_n = 0 \quad (2.36)$$

$$I_L = \sum_{n=1}^{\infty} 4 \sqrt{L/C} \{\text{sen}(n\omega t - \theta_{z_n}) - q\text{sen}(n\omega t - nSIG\phi - \theta_{z_n})\} / n\pi Z_n \quad (2.37)$$

$$V_C = \sum_{n=1}^{\infty} 4X_C \{\text{sen}(n\omega t - \pi/2 - \theta_{z_n}) - q\text{sen}(n\omega t - nSIG\phi - \pi/2 - \theta_{z_n})\} / n\pi Z_n \quad (2.38)$$

$$\overline{I_o} = \sum_{n=1}^{\infty} 8 \sqrt{L/C} \{\cos(nSIG\phi - \theta_{z_n}) - q\cos(-\theta_{z_n})\} / (n\pi)^2 Z_n \quad (2.39)$$

Desta forma pode-se solucionar as expressões do conversor LC-SRC tanto para  $f_s$  menor que  $f_o$  quanto para  $f_s$  maior que  $f_o$  em um mesmo algoritmo computacional.

## 2.6 PROGRAMA PARA CALCULO DAS FORMAS DE ONDA E CARACTERISTICAS EXTERNAS DO CONVERSOR LC-SRC.

O algoritmo desenvolvido com as expressões determinadas neste capítulo, para obtenção das formas de onda e características externas do conversor LC-SRC é apresentado no apêndice A deste trabalho. A partir deste algoritmo foi elaborado o programa de cálculo das formas de onda e características externas deste conversor.

## 2.7 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR LC-SRC.

Apresenta-se a seguir resultados obtidos com a simulação do conversor LC-SRC utilizando-se o programa SACEC [13] e através do modelo proposto neste trabalho.

As simulações foram efetuadas para frequência de chaveamento maior e menor que a frequência de ressonância e para os seguintes dados:

$$L = 5,14 \mu\text{H}$$

$$C = 0,55 \mu\text{F}$$

$$R = 0,01 \Omega$$

$$E = 48 \text{ V}$$

$$V = 30 \text{ V que resulta em um } q = 0,625.$$

### 2.7.1 SIMULAÇÃO PARA $f_s$ MENOR QUE $f_0$ .

A simulação com o programa SACEC foi efetuada com uma  $f_s$  igual a 56,80 KHz o que resulta em um  $f_s/f_0$  de 0,6 para a simu-

lação com o modelo proposto.

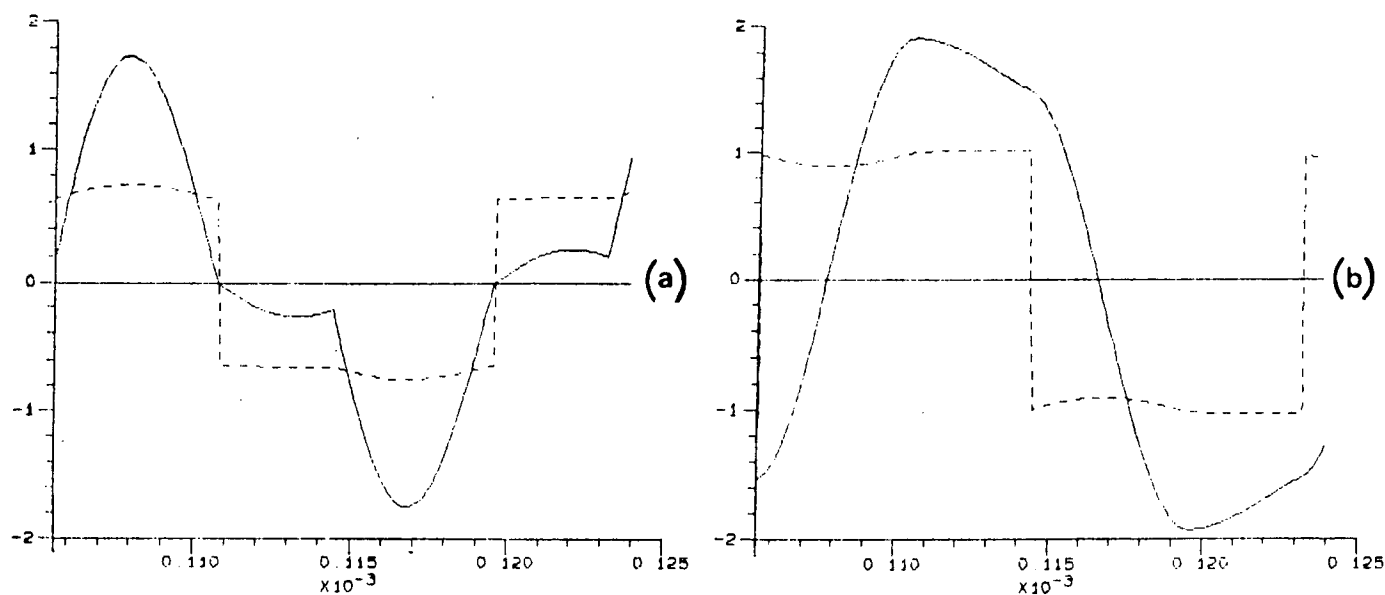


Fig. 2.9 - Simulação com SACEC para  $f_s < f_0$ .

(a) linha cheia -  $I_L$  ; linha pontilhada -  $V_{CB}$

(b) linha cheia -  $V_C$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$

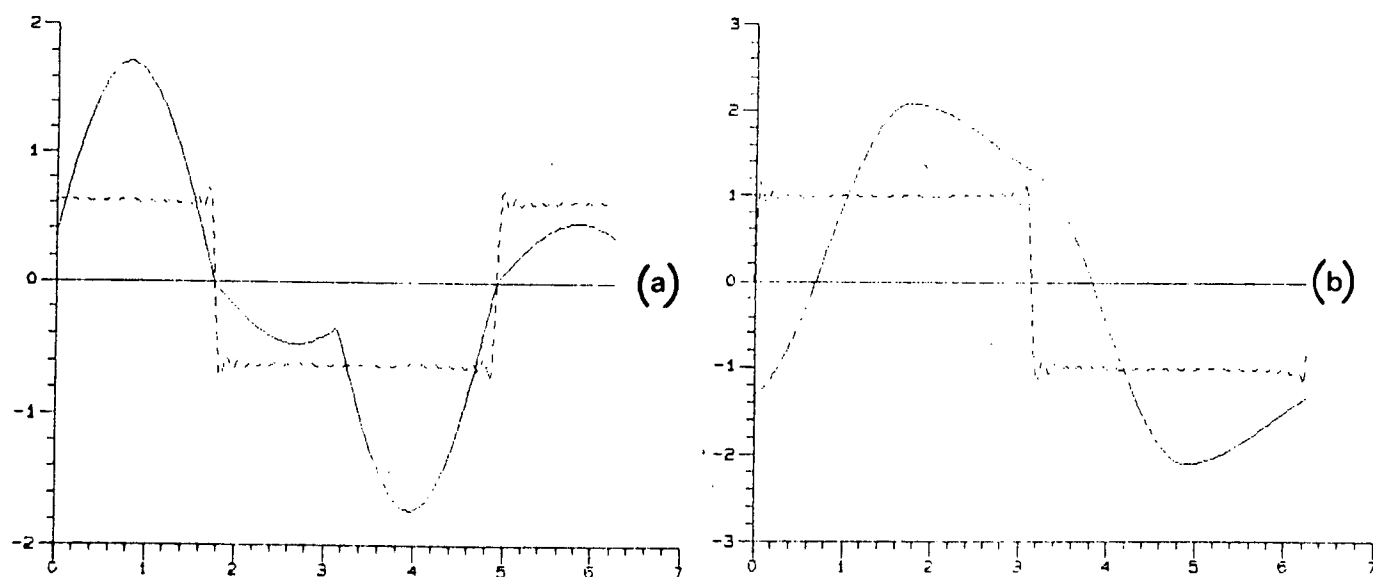


Fig. 2.10 - Simulação com o modelo para  $f_s < f_0$ .

(a) linha cheia -  $I_L$  ; linha pontilhada -  $V_{CB}$

(b) linha cheia -  $V_C$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$

Na figura 2.9 pode-se observar os resultados obtidos com

o auxílio do programa SACEC, tendo-se no eixo horizontal o tempo de operação  $t$  em segundos. Já na figura 2.10 tem-se as formas de onda obtidas para o modelo proposto, com o ângulo de operação  $\omega t$  em radianos no eixo horizontal.

Em ambas as figuras tem-se os valores normalizados assim:

$$I_L = i_L(t)/(E \sqrt{C/L}), V_C = v_C(t)/E, V_{AB} = v_{AB}(t)/E \text{ e} \\ V_{CB} = v_{CB}(t)/E.$$

### 2.7.2 SIMULAÇÃO PARA $f_s$ MAIOR QUE $f_o$

Para a simulação do comportamento do conversor LC-SRC operando com  $f_s$  maior que  $f_o$  com o programa SACEC adotou-se uma  $f_s$  igual a 142 KHz que resulta em uma relação  $f_s/f_o$  igual a 1,5 para a simulação com o modelo proposto.

Na figura 2.11 observa-se os resultados obtidos pelo programa SACEC, e na figura 2.12 as formas de onda obtidas pelo modelo desenvolvido neste trabalho.

Pode-se observar a grande proximidade entre os resultados obtidos. As diferenças são devidas às aproximações que os dois programas empregam. Por exemplo, o programa SACEC utiliza um modelo resistivo para as chaves enquanto no modelo proposto as chaves são consideradas ideais. Outro exemplo é a diferença entre as formas de onda das tensões  $V_{AB}$  e  $V_{CB}$  do SACEC e do modelo, que ocorre devido ao mau dimensionamento das resistências utilizadas para obtenção destas formas de onda no programa SACEC, sendo o resultado obtido pelo modelo mais próximo da realidade.



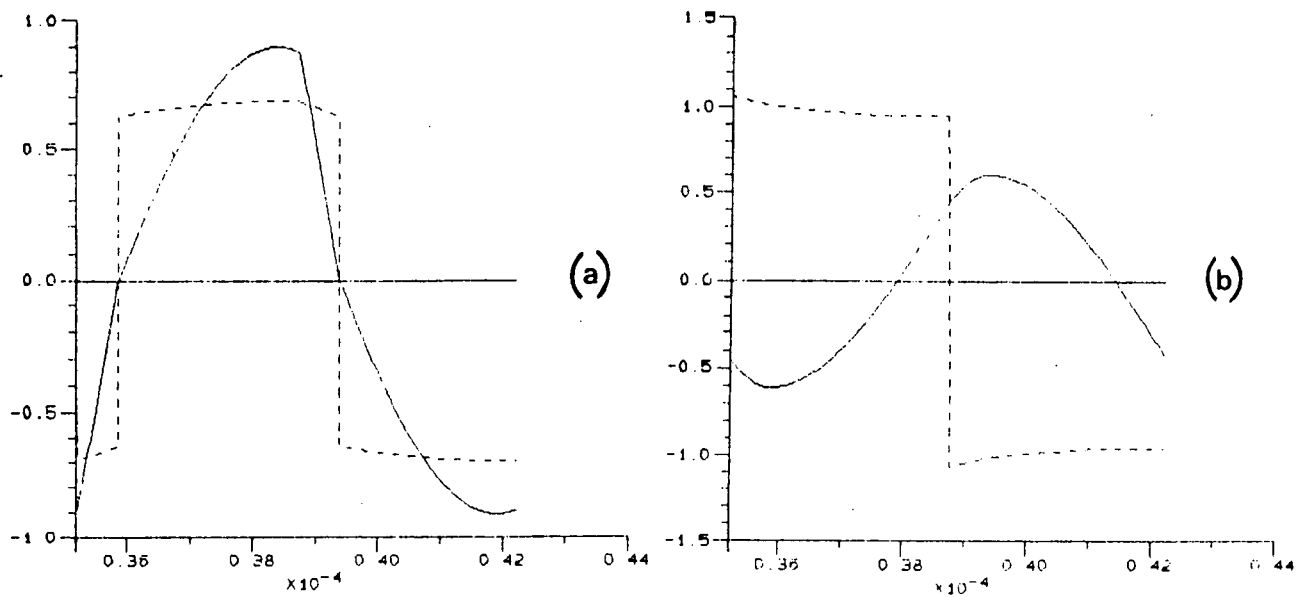


Fig. 2.11 - Simulação com SACEC para  $f_s > f_0$ .

(a) linha cheia -  $I_L$  ; linha pontilhada -  $V_{CB}$

(b) linha cheia -  $V_C$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$

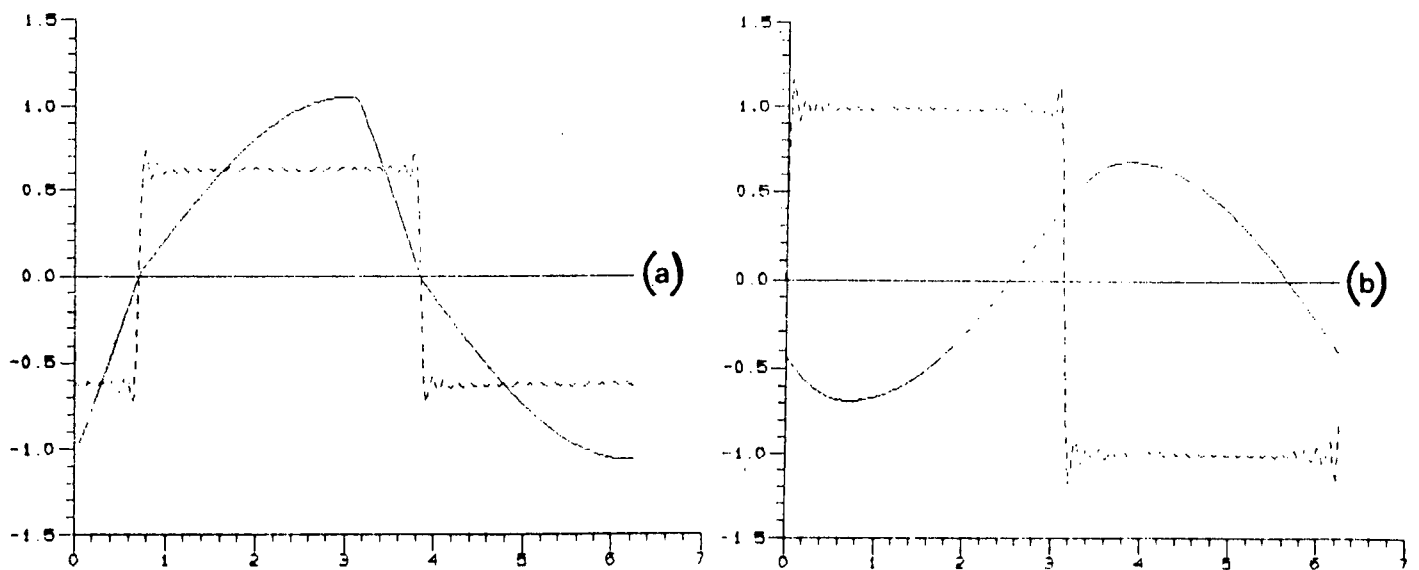


Fig. 2.12 - Simulação com o modelo para  $f_s > f_0$ .

(a) linha cheia -  $I_L$  ; linha pontilhada -  $V_{CB}$

(b) linha cheia -  $V_C$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$

Em ambas as figuras tem-se os valores normalizados:

$$I_L = i_L(t)/(E \sqrt{C/L}), \quad V_C = v_C(t)/E, \quad V_{AB} = v_{AB}(t)/E \text{ e} \\ V_{CB} = v_{CB}(t)/E.$$

## 2.8 CARACTERÍSTICAS EXTERNAS DO CONVERSOR LC-SRC ( $q \times I_o$ ).

Serão apresentadas a seguir as características externas do conversor LC-SRC, obtidas com auxílio do programa desenvolvido a partir do algoritmo do apêndice A que utiliza as expressões obtidas neste capítulo.

Na figura 2.13 são apresentadas as características externas do conversor LC-SRC para uma  $f_s$  menor que  $f_o$ . Na figura 2.14 tem-se as características externas para uma  $f_s$  maior que  $f_o$ .

As setas indicam sentido de crescimento do ângulo  $\phi$  que é variável.

Nas figuras 2.13(a) e 2.14(a) tem-se o ângulo  $\phi$  variando de 0 a  $\pi$ . Os valores positivos de  $q$  representam o funcionamento normal do conversor LC-SRC e os valores negativos de  $q$  representam funcionamento no modo regenerativo. Este modo de funcionamento só é possível tendo-se, no lugar da ponte retificadora de diodos da saída do conversor, chaves comandadas que gerem um conversor reversível.

Assim sendo, nas figuras 2.13(b) e 2.14(b) tem-se as características externas para o funcionamento normal do conversor LC-SRC com uma variação do ângulo  $\phi$  de 0 a  $\pi/2$ .

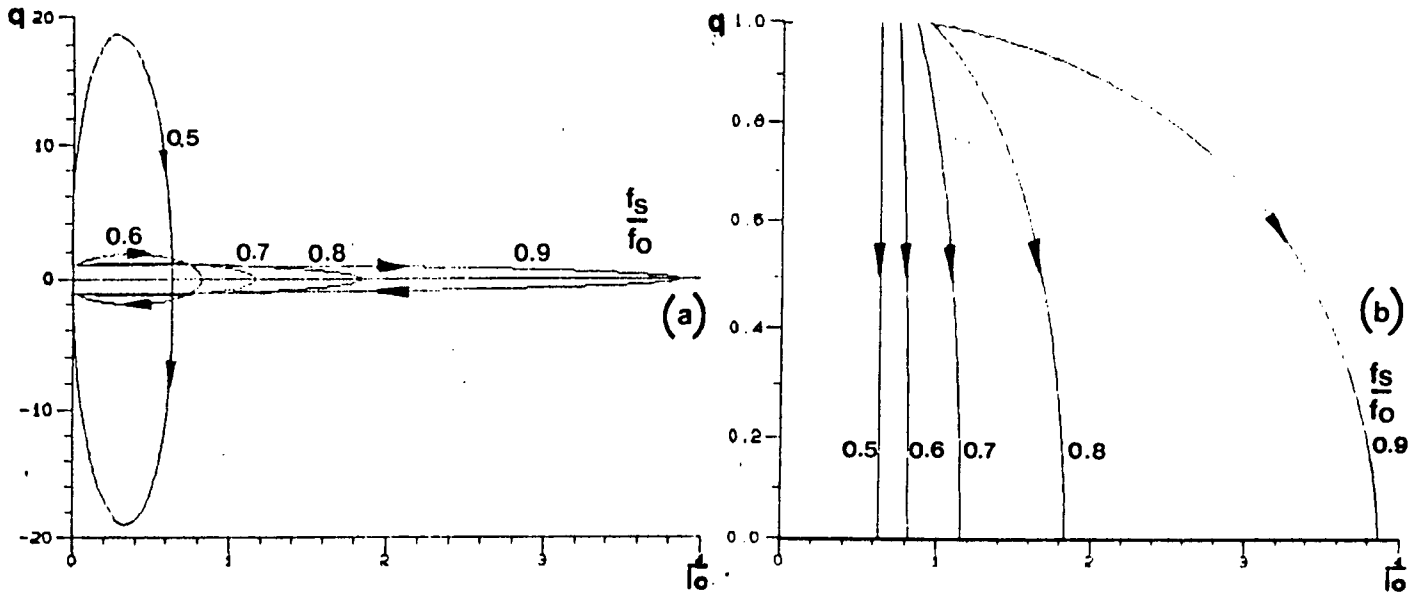


Fig. 2.13 - Característica externa do conversor LC-SRC para  $f_s < f_0$ .

(a) Conversor reversível (b) Conversor não-reversível

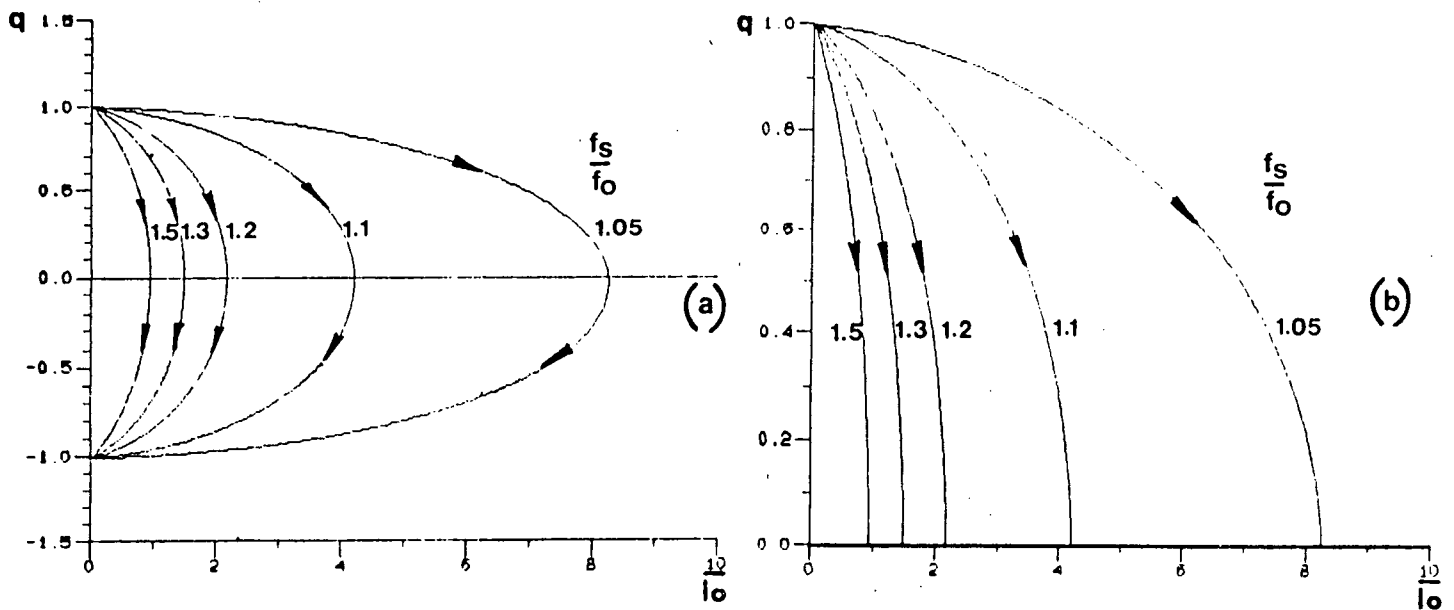


Fig. 2.14 - Característica externa do conversor LC-SRC para  $f_s > f_0$ .

(a) Conversor reversível (b) Conversor não-reversível

Na característica externa do conversor LC-SRC operando

para uma frequência menor que a frequência de ressonância, pode-se observar que, a medida que a relação  $f_s/f_0$  diminui, tem-se um comportamento de fonte de corrente por parte do conversor LC-SRC ou seja, para qualquer tensão exigida na saída tem-se uma corrente constante. A medida que se aproxima da frequência de ressonância tem-se, para uma dada frequência, um aumento da tensão de saída para uma diminuição da corrente.

Na característica externa do conversor LC-SRC operando para uma frequência maior que a frequência de ressonância, pode-se observar que, para uma dada relação de frequência  $f_s/f_0$ , tem-se um aumento da tensão de saída para uma diminuição da corrente, da mesma forma que para  $f_s > f_0$ . A medida que  $f_s/f_0$  cresce tem-se um comportamento de fonte de corrente.

Em ambas as características nota-se que, a medida que a frequência de operação se aproxima da ressonante, tem-se um crescimento da corrente de carga e que na frequência de ressonância teria-se, então, um comportamento do conversor como fonte de tensão, ou seja, para qualquer carga exigida, teria-se uma tensão de saída igual a tensão de entrada ( $q$  igual 1).

Para uma relação  $f_s/f_0$  menor que 0,5 ( $f_s$  menor que  $f_0/2$ ) tem-se o funcionamento do conversor LC-SRC no modo descontínuo [7], não estudado neste trabalho.

A seguir apresenta-se as características externas do conversor LC-SRC para determinados ângulos  $\phi$  mantidos constantes variando-se a relação  $f_s/f_0$  em cada curva.

Na figura 2.15 tem-se a característica externa para  $f_s$  menor que  $f_0$ . Já na figura 2.16 tem-se a característica externa para  $f_s$  maior que  $f_0$ .

As setas indicam o sentido de crescimento da relação  $f_s/f_0$ .

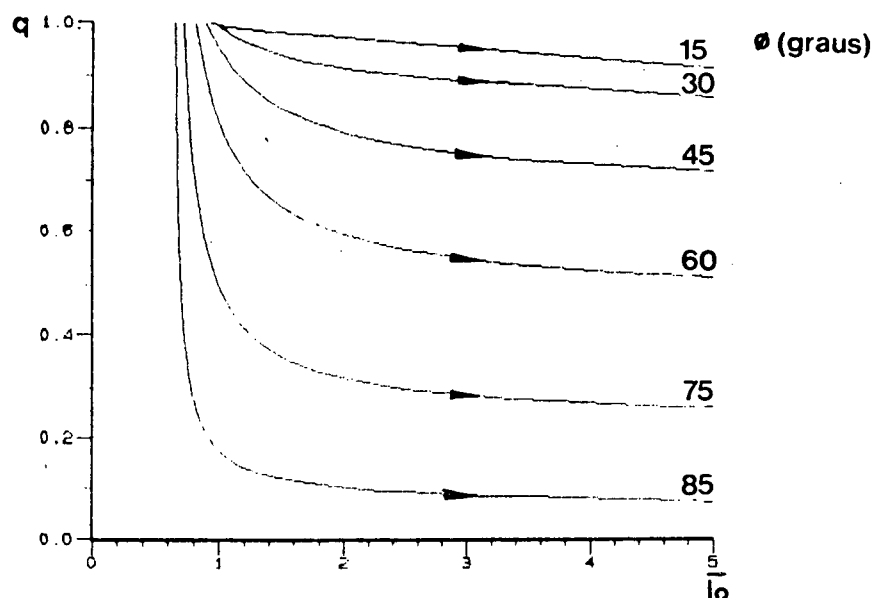


Fig. 2.15 - Característica externa do conversor LC-SRC para ângulo  $\phi$  constante e  $f_s < f_0$ .

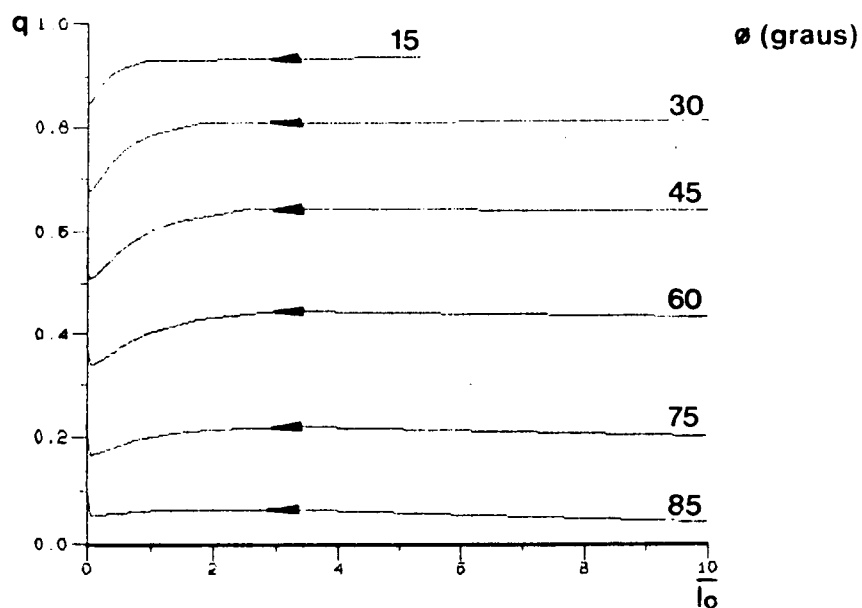


Fig. 2.16 - Característica externa do conversor LC-SRC para ângulo  $\phi$  constante e  $f_s > f_0$ .

Pode-se notar na figura 2.16 um comportamento de fonte de tensão para um dado ângulo  $\phi$ , o que é um comportamento desejável. Já na figura 2.15 este comportamento aparece apenas quando a frequência de chaveamento se aproxima da ressonante. Quando ocorre o contrário, tem-se um comportamento como fonte de corrente para um ângulo  $\phi$  próximo de  $90^\circ$ .

A primeira vista, o controle com ângulo  $\phi$  fixo ou seja, controle do ângulo de condução dos diodos, se apresentaria com melhores resultados para o controle do fluxo potência, mas sua implementação requer frequência de chaveamento variável, acarretando nas desvantagens apresentadas no capítulo 1.

Assim para o conversor LC-SRC, apresenta-se como mais vantajoso um controle com frequência fixa, que opere próximo a frequência de ressonância, ou então, um controle com frequência de ressonância variável.

No capítulo 6 deste trabalho voltar-se-á a analisar as características externas do conversor LC-SRC sob a ótica dos métodos de controle do fluxo de potência.

## 2.9 CONCLUSÕES

Através da utilização de um novo método de modelização para conversores estáticos foram determinadas neste capítulo as expressões do conversor LC-SRC para regime permanente. Com estas expressões foi elaborado um programa para determinação das formas de onda e características externas deste conversor, para operação com frequência de chaveamento maior ou menor que a frequência do circuito ressonante.

As características externas do conversor permitem escolher o melhor método de controle do fluxo de potência para o mesmo e a sua simulação permite a determinação das formas de onda do circuito ressonante que podem auxiliar a testar um projeto deste conversor.

## CAPITULO 3

## ANALISE DO CONVERSOR PARALELO-RESSONANTE LC (LC-PRC)

## MÉTODO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

3.1 INTRODUÇÃO

Os conversores série-ressonante LC (LC-SRC) e paralelo-ressonante LC (LC-PRC) são os dois tipos de conversores ressonantes mais populares. No capítulo anterior deste trabalho foi feita uma análise do conversor LC-SRC. Neste capítulo desenvolve-se uma análise do conversor LC-PRC, que tem como diferença do tipo anteriormente citado, a introdução da carga em paralelo com o capacitor ressonante, como será apresentado a seguir.

A referência [8] deste trabalho faz a apresentação do método que será utilizado nesta análise e faz também um estudo do conversor LC-PRC operando com frequência de chaveamento menor que a frequência de ressonância. Estender-se-á a análise também para frequência de chaveamento maior que a frequência de ressonância, apresentando as características externas e principais formas de onda do conversor LC-PRC, obtidas por intermédio de um programa elaborado com as expressões obtidas da análise feita. As formas de onda resultantes da simulação serão comparadas com resultados de outras simulações feitas com programas já consagrados, para validação da análise desenvolvida neste trabalho como método de obtenção de curvas que forneçam uma aproximação das curvas reais.



## 2.2 ESTRUTURA DO CONVERSOR PARALELO RESSONANTE LC (LC-PRC)

A estrutura básica do conversor LC-PRC de ponte completa é apresentada na fig. 3.1.

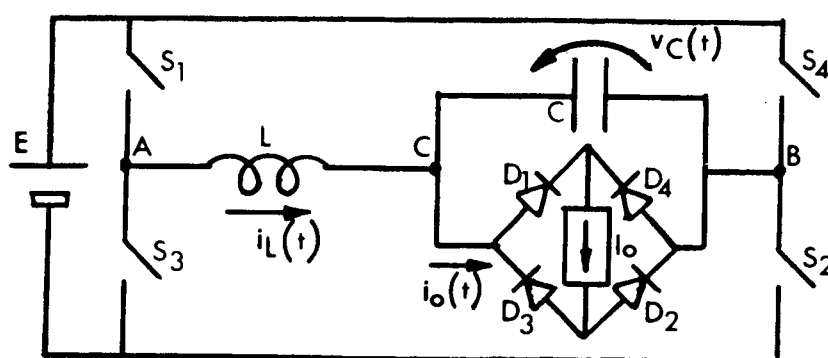


Fig. 3.1 - Estrutura do conversor LC-PRC

A frequência de ressonância ( $f_0$ ) deste conversor pode ser definida por:

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}) \quad (3.1)$$

## 3.3 ANÁLISE PARA OPERAÇÃO COM FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO ABAIXO DA RESSONÂNCIA ( $f_s < f_0$ )

### 3.3.1 DETERMINAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA

Fazendo a análise qualitativa do conversor LC-PRC pode-se obter as formas de onda do mesmo, que são apresentadas na figura 3.2.

Como para  $f_s$  menor que  $f_o$  tem-se uma predominância da reatância capacitiva  $X_C$  sobre a reatância indutiva  $X_L$  no circuito ressonante, a corrente no circuito ressonante ( $i_L(t)$ ) encontra-se adiantada em relação a fundamental da tensão entre os pontos A e B ( $v_{AB}(t)$ ). A tensão  $v_C(t)$  apresenta-se atrasada, de um ângulo denominado de  $\phi$ , da fundamental de  $v_{AB}(t)$ , fazendo com que a corrente de saída não retificada ( $i_o(t)$ ), que acompanha a tensão  $v_C(t)$ , também esteja atrasada do ângulo  $\phi$  da fundamental da tensão de entrada. Este atraso pode ser observado na figura 3.2 e no diagrama fasorial da figura 3.3.

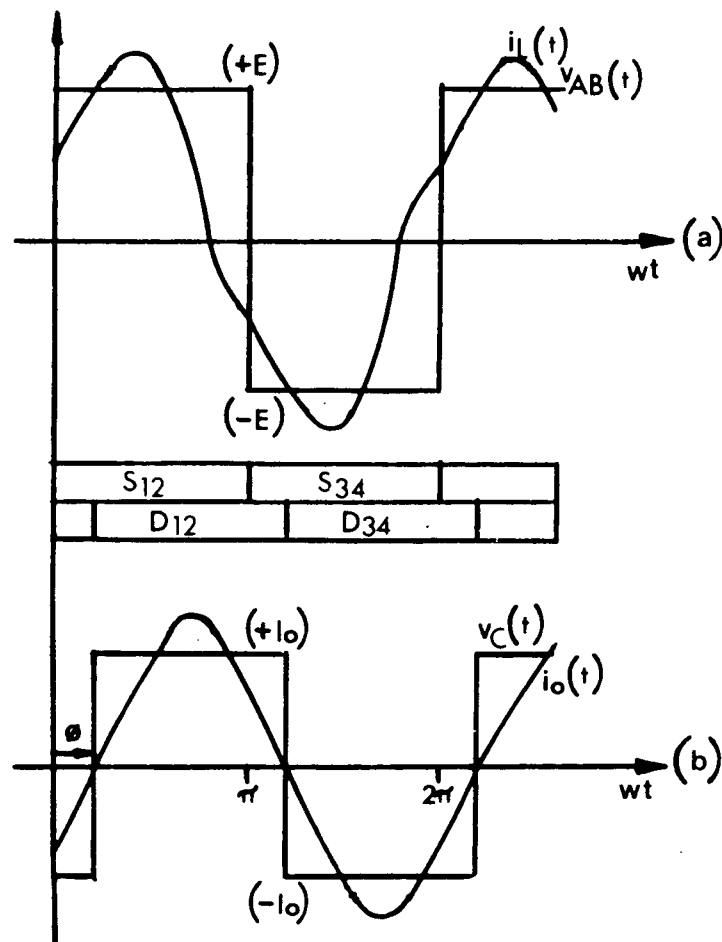


Fig. 3.2 - Formas de onda do conversor LC-SRC para  $f_s$  menor que  $f_o$ .

(a)  $v_{AB}(t)$  e  $i_L(t)$       (b)  $i_o(t)$  e  $v_C(t)$

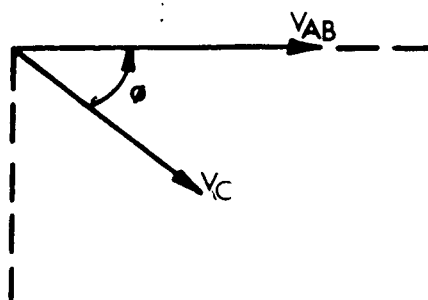


Fig. 3.3 - Diagrama fasorial do conversor LC-PRC para  $f_s$  menor que  $f_o$ . ( $X_C > X_L$ )

### 3.3.2 DETERMINAÇÃO DO MODELO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO

Observando as formas de onda da figura 3.2 pode-se deduzir, para o conversor LC-PRC, um circuito simplificado, apresentado na figura 3.4, cujas entrada e saída sejam as ondas quadradas  $v_{AB}(t)$  e  $i_o(t)$  respectivamente.

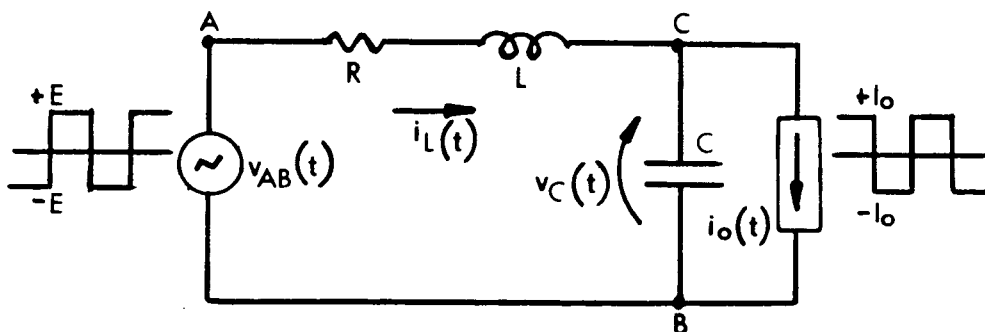


Fig. 3.4 - Modelo equivalente simplificado do conversor LC-PRC.

A resistência  $R$ , proveniente fisicamente do enrolamento do indutor  $L$ , é considerada muito pequena e auxiliará na determinação de certos ângulos das expressões que serão deduzidas.

Para a solução das equações do circuito da figura 3.4 define-se a tensão de entrada  $v_{AB}(t)$  e a corrente de saída  $i_o(t)$  por série de Fourier, assim:

$$v_{AB}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4E \sin(n\omega t)/n\pi \quad (3.2)$$

$$i_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4I_o \sin(n\omega t - n\phi)/n\pi \quad (3.3)$$

onde "n" é a ordem da harmônica, que nestas séries assumirá sempre valores ímpares pois não existem harmônicas pares nestas séries.

O ângulo  $\phi$  é o ângulo de defasamento entre a fundamental da tensão  $v_{AB}(t)$  e a fundamental da corrente  $i_o(t)$  e foi definido no item 3.3.1.

Com este modelo equivalente simplificado e as expressões (3.2) e (3.3) pode-se determinar as expressões de tensão e corrente do circuito ressonante.

### 3.3.3 DETERMINAÇÃO DAS EXPRESSÕES DO CIRCUITO RESSONANTE

Tomando-se a harmônica de ordem n da tensão  $v_{AB}(t)$  e da corrente  $i_o(t)$  fasorialmente:

$$V_{ABn} = 4E \angle 0^\circ/n\pi \quad (3.4)$$

$$I_{on} = 4I_o \angle -n\phi/n\pi \quad (3.5)$$

Assim pode-se encontrar a expressão da harmônica de ordem n da corrente no indutor:

$$I_{Ln} = (V_{ABn} + I_{on} \cdot X_{Cn} \angle -\pi/2) / Z_n \angle \theta_{Zn} \quad (3.6)$$

e a harmônica de ordem n da tensão no capacitor:

$$V_{Cn} = (V_{ABn} \cdot X_{Cn} \angle -\pi/2 - I_{on} \cdot X_{Cn} \angle -\pi/2 \cdot Z_{Ln} \angle \theta_{Ln}) / Z_n \angle \theta_{Zn} \quad (3.7)$$

onde:

$$Z_n = \sqrt{R^2 + (X_{Ln} - X_{Cn})^2} \quad (3.8)$$

$$\theta_{zn} = \text{tg}^{-1} [(X_{Ln} - X_{Cn})/R] \quad (3.9)$$

$$X_{Ln} = n\omega L \quad (3.10)$$

$$X_{Cn} = 1/n\omega C \quad (3.11)$$

$$Z_{Ln} = \sqrt{R^2 + (X_{Ln})^2} \quad (3.12)$$

$$\theta_{Ln} = \text{tg}^{-1} [(X_{Ln})/R] \quad (3.13)$$

Substituindo (3.4) e (3.5) em (3.6) e (3.7), levando o resultado ao domínio do tempo e somando-se os resultados individuais de cada harmônica (teorema da superposição), tem-se:

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4 \{ E \sin(n\omega t - \theta_{zn}) + I_0 X_{Cn} \sin(n\omega t - n\phi - \pi/2 - \theta_{zn}) \} / n\pi Z_n \quad (3.14)$$

$$v_C(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4 X_{Cn} \{ E \sin(n\omega t - \pi/2 - \theta_{zn}) - I_0 Z_{Ln} \sin(n\omega t - n\phi - \pi/2 - \theta_{zn} + \theta_{Ln}) \} / n\pi Z_n \quad (3.15)$$

que são as expressões de corrente e tensão no circuito ressonante.

Para a normalização das expressões (3.14) e (3.15) considera-se:

$$V_b = E$$

$$Z_b = \sqrt{L/C} \quad \text{que é a impedância característica do circuito ressonante.}$$

$$I_b = V_b/Z_b = E \sqrt{C/L}$$

Assim:

$$I_L = i_L(t) / (E \sqrt{C/L}) \quad (3.16)$$

$$V_C = v_C(t) / E \quad (3.17)$$

$$\overline{I_0} = I_0 / (E \sqrt{C/L}) \quad (3.18)$$

Resultando:

$$I_L = \sum_{n=1}^{\infty} 4 \{ \sqrt{L/C} \sin(n\omega t - \theta_{zn}) + X_{Cn} \overline{I_0} \sin(n\omega t - n\phi - \pi/2 - \theta_{zn}) \} / n\pi Z_n \quad (3.19)$$

$$V_C = \sum_{n=1}^{\infty} 4X_{Cn} \{ \sin(n\omega t - \pi/2 - \theta_{zn}) - \sqrt{C/L} \cdot Z_{Ln} \overline{I_0} \sin(n\omega t - n\phi - \pi/2 - \theta_{zn} + \theta_{Ln}) \} / n\pi Z_n \quad (3.20)$$

que são as expressões normalizadas da corrente e tensão no circuito ressonante do conversor LC-PRC.

### 3.3.4 DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO $\phi$

Nas equações (3.19) e (3.20) todas as variáveis são conhecidas exceto o ângulo  $\phi$  que é determinado para que se possa calcular numericamente as formas de onda do conversor.

Observando a forma de onda da tensão  $v_C(t)$  na figura 3.2(b), para  $\omega t$  igual a  $\phi$ ,  $v_C(t)$  é igual a zero.

Aplicando esta definição na expressão normalizada (3.20) encontra-se uma expressão para o cálculo do ângulo  $\phi$ .

$$\sum_{n=1}^{\infty} 4X_{Cn} \{ \sin(n\phi - \pi/2 - \theta_{zn}) - \sqrt{C/L} \cdot Z_{Ln} \overline{I_0} \sin(n\phi - n\phi - \pi/2 - \theta_{zn} + \theta_{Ln}) \} / n\pi Z_n = 0$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} X_{Cn} \{ \sin(n\phi - \pi/2 - \theta_{zn}) - \sqrt{C/L} \cdot Z_{Ln} \overline{I_0} q \sin(-\pi/2 - \theta_{zn} + \theta_{Ln}) \} / nZ_n = 0 \quad (3.21)$$

Por ser a expressão (3.21) não-linear, deve-se resolvê-la numericamente. Aplica-se então o método de Newton - Raphson [14] da seguinte forma:

$$F(\phi) = \sum_{n=1}^{\infty} X_{Cn} \{ \sin(n\phi - \pi/2 - \theta_{zn}) - \sqrt{C/L} \cdot Z_{Ln} \overline{I_0} \sin(-\pi/2 - \theta_{zn} + \theta_{Ln}) \} / nZ_n$$

Sua derivada vale:

$$F'(\phi) = \sum_{n=1}^{\infty} X_{Cn} \{ \cos(n\phi - \pi/2 - \theta_{zn}) \} / Z_n$$

Resultando em:

$$\phi_{i+1} = \phi_i - \frac{\sum_{n=1}^{\infty} X_{Cn} \{ \sin(n\phi_i - \pi/2 - \theta_{zn}) - \sqrt{C/L} \cdot Z_{Ln} \overline{I_0} \sin(-\pi/2 - \theta_{zn} + \theta_{Ln}) \} / nZ_n}{\sum_{n=1}^{\infty} X_{Cn} \{ \cos(n\phi_i - \pi/2 - \theta_{zn}) \} / Z_n} \quad (3.22)$$

que é a expressão utilizada para calcular numericamente o valor de  $\phi$ .

Para resolução da expressão (3.22) necessita-se de um valor de partida para o ângulo  $\phi$ .

Este valor de partida pode ser obtido considerando-se apenas a componente fundamental ( $n=1$ ) da tensão  $V_C$  e desprezando-se a resistência  $R$  ( $R=0$ ). Estas aproximações na expressão (3.20) resultam na seguinte expressão fasorial:

$$\mathbf{V}_{C1} = 4X_{C1} [1 \angle 0^\circ - \overline{I_0} X_{L1} \cdot \sqrt{C/L} \cdot \angle -\phi + \pi/2] / \pi Z_1 \quad (3.23)$$

O ângulo  $\theta_{Z1}$  vale  $(-\pi/2)$ , devido a predominância de  $X_C$  sobre  $X_L$  quando  $f_s$  é menor que  $f_0$ , já  $\theta_{L1}$  vale  $+\pi/2$  e  $Z_{L1}$  vale  $X_{L1}$  pois  $R$  vale zero.

Levando a expressão (3.23) a um diagrama fasorial tem-se a figura 3.5.

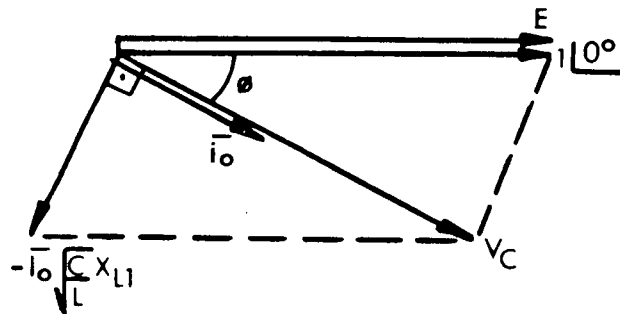


Fig. 3.5 - Diagrama fasorial da fundamental da tensão  $v_C(t)$  para  $f_s$  menor que  $f_0$ .

Do diagrama da figura 3.5 pode-se retirar:

$$\phi = \sin^{-1} (\overline{I_0} X_{L1} \cdot \sqrt{C/L}) \quad (3.24)$$

que será utilizado como valor de partida para cálculo do valor verdadeiro do ângulo  $\phi$ .

Calculado o valor de  $\phi$  pode-se determinar as formas de

onda do circuito ressonante com o auxílio de um computador.

### 3.3.5 DETERMINAÇÃO DA CARACTERÍSTICA EXTERNA DO CONVERSOR LC-PRC.

Para determina-se a característica externa do conversor LC-PRC necessita-se calcular a tensão média sobre o capacitor para um semi-período de operação. Desta forma obtem-se o valor da tensão média do estágio de saída.

Tomando a expressão (3.20) e calculando o seu valor médio sobre meio período tem-se:

$$q = \frac{1}{\pi} \int_{+\phi}^{\pi+\phi} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} 4X_{Cn} \{ \sin(n\omega t - \pi/2 - \theta_{zn}) - \sqrt{C/L} \cdot Z_{Ln} \overline{I_o} \sin(n\omega t - n\phi - \theta_{zn}) \} / n\pi Z_n \right] d\omega t$$

A solução desta integral levando-se em consideração que "n" sempre será ímpar resulta em:

$$q = \sum_{n=1}^{\infty} 8X_{Cn} \{ \cos(n\phi - \pi/2 - \theta_{zn}) - \sqrt{C/L} \cdot Z_{Ln} \overline{I_o} \cos(-\pi/2 - \theta_{zn} + \theta_{Ln}) \} / (n\pi) 2Z_n$$

ou ainda:

$$q = \sum_{n=1}^{\infty} 8X_{Cn} \{ \sin(n\phi - \theta_{zn}) - \sqrt{C/L} \cdot Z_{Ln} \overline{I_o} \sin(-\theta_{zn} + \theta_{Ln}) \} / (n\pi) 2Z_n \quad (3.25)$$

onde:

$$\overline{I_o} = I_o / (E \sqrt{C/L}) \quad \text{e} \quad q = V_o / E .$$

A expressão (3.25) permite determinar a característica externa do conversor LC-PRC com o auxílio de um computador.



### 3.4 ANÁLISE PARA OPERAÇÃO COM FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO ACIMA DA RESSONÂNCIA ( $f_s > f_o$ ).

#### 3.4.1 DETERMINAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA

Da análise qualitativa do conversor LC-PRC pode-se obter as formas de onda do conversor para frequência de operação maior que a frequência de ressonância. Estas formas de onda são apresentadas na figura 3.6.

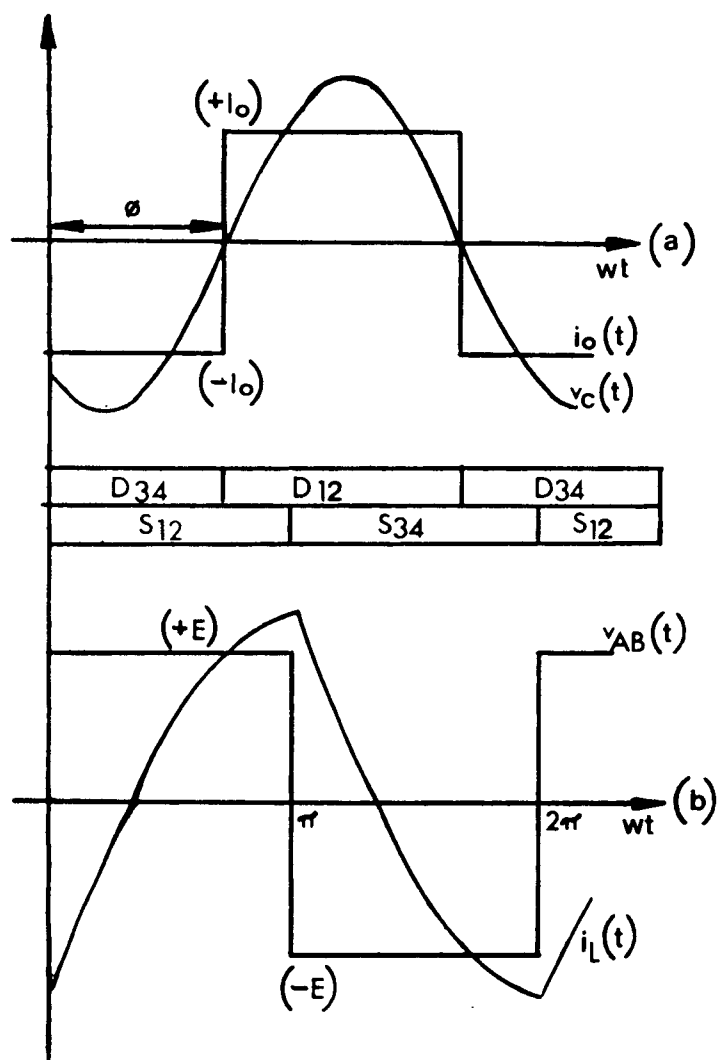


Fig. 3.6 - Formas de onda do conversor LC-PRC para  $f_s$  maior que  $f_o$ .

(a)  $i_o(t)$  e  $v_c(t)$

(b)  $v_{AB}(t)$  e  $i_L(t)$

Como para  $f_s$  maior que  $f_0$  tem-se predominância da reatância indutiva  $X_L$  sobre a reatância capacitiva  $X_C$ , a corrente no circuito ressonante encontra-se atrasada em relação a fundamental da tensão entre os pontos A e B ( $v_{AB}(t)$ ), conseqüentemente a tensão  $v_C(t)$  estará mais atrasada em relação a  $v_{AB}(t)$  do que para operação com  $f_s$  menor que  $f_0$ . A corrente do estágio de saída  $i_o(t)$  estará em fase com a tensão  $v_C(t)$ . O atraso da tensão  $v_{AB}(t)$  será de um ângulo  $\phi$ .

O diagrama fasorial da figura 3.7 e as formas de onda da figura 3.6 mostram este defasamento.

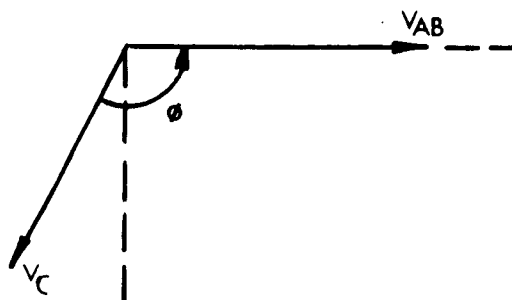


Fig. 3.7 - Diagrama fasorial do conversor LC-PRC para  $f_s$  maior que  $f_0$ . ( $X_L > X_C$ )

Observando as formas de onda da figura 3.6 nota-se que podem ser utilizadas as expressões deduzidas para o conversor LC-PRC, operando com  $f_s$  menor que  $f_0$ , para uma simulação de operação com  $f_s$  maior que  $f_0$ . Isto porque não existe mudança de sinal do ângulo  $\phi$ , somente uma mudança de valor já que, para  $f_s$  menor que  $f_0$ , o ângulo  $\phi$  será sempre menor que  $\pi/2$  e, para  $f_s$  maior que  $f_0$ , o ângulo  $\phi$  será sempre maior que  $\pi/2$ .

Assim sendo as expressões deduzidas nos itens 3.3.3 e 3.3.5 valem também para  $f_s$  maior que  $f_0$ . A única diferença ocorre no cálculo do valor de partida do ângulo  $\phi$ , que é empregado para determinar o seu valor verdadeiro pelo método de Newton-Raphson.

### 3.4.2 DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO $\phi$

Para a determinação de um valor de partida do ângulo  $\phi$ , para  $f_s$  maior que  $f_0$ , tomou-se a expressão (3.20) fasorialmente e considerou-se apenas a componente fundamental ( $n=1$ ) e a resistência  $R$  desprezível ( $R=0$ ).

Assim:

$$V_{C1} = 4X_{C1} [1 \angle -\pi - \sqrt{C/L} \cdot X_{L1} \overline{I_0} \angle -\phi - \pi/2] / \pi Z_1 \quad (3.26)$$

O ângulo  $\theta_{Z1}$  vale  $+\pi/2$ , porque  $X_L$  prevalece sobre  $X_C$  quando  $f_s$  é maior que  $f_0$ , e  $\theta_{L1}$  vale  $+\pi/2$ , porque  $Z_{L1}$  vale  $X_{L1}$  quando  $R$  é igual a zero.

A expressão (3.26) em um diagrama fasorial é apresentada na figura 3.8.

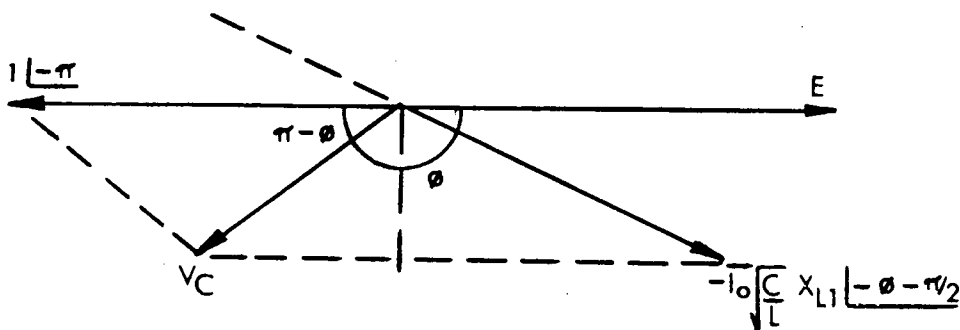


Fig. 3.8 - Diagrama fasorial da fundamental da tensão  $v_C(t)$  para  $f_s$  maior que  $f_0$ .

Da figura 3.8 pode-se deduzir:

$$\begin{aligned} \text{sen}(\pi - \phi) &= \overline{I_0} X_{L1} \cdot \sqrt{C/L} \\ \phi &= \pi - \text{sen}^{-1} [\overline{I_0} X_{L1} \cdot \sqrt{C/L}] \quad (3.27) \end{aligned}$$

Este valor de  $\phi$ , que será sempre maior que  $\pi/2$ , é utilizado como valor de partida do método de Newton-Raphson no cálculo numérico das formas de onda do conversor LC-PRC para  $f_s$  maior que  $f_0$ . As expressões para o cálculo por Newton-Raphson são as mesmas deduzidas no item 3.3.4.

### 3.5 PROGRAMA PARA CALCULO DAS FORMAS DE ONDA E CARACTERISTICAS EXTERNAS DO CONVERSOR LC-PRC.

No apêndice A é apresentado o algoritmo desenvolvido com as expressões determinadas neste capítulo para obtenção das formas de onda e características externas do conversor LC-PRC. Com este algoritmo foi criado um programa computacional para obtenção dos resultados apresentados a seguir.

### 3.6 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR LC-PRC.

Serão apresentados a seguir resultados obtidos com a simulação do conversor LC-PRC utilizando-se o programa SACEC e através do modelo proposto neste trabalho.

As simulações foram efetuadas, para frequência de chaveamento maior e menor que a frequência de ressonância, com os seguintes dados:

$$L = 5,14 \mu\text{H}$$

$$C = 0,55 \mu\text{F}$$

$$R = 0,01 \Omega$$

$$E = 48 \text{ V}$$

$$I_o = 7 \text{ A} \quad \text{que resulta em } \overline{I_o} = 0,4458.$$

#### 3.6.1 SIMULAÇÃO PARA $f_s$ MENOR QUE $f_o$ .

A simulação com o programa SACEC foi realizada com uma  $f_s$  igual a 56,80 KHz o que resulta em um  $f_s/f_o$  de 0,6 para a simulação com o modelo proposto.

Os resultados obtidos para a simulação com o programa

SACEC são apresentadas na figura 3.9, e os obtidos com o programa desenvolvido a partir do método estudado aparecem na figura 3.10.

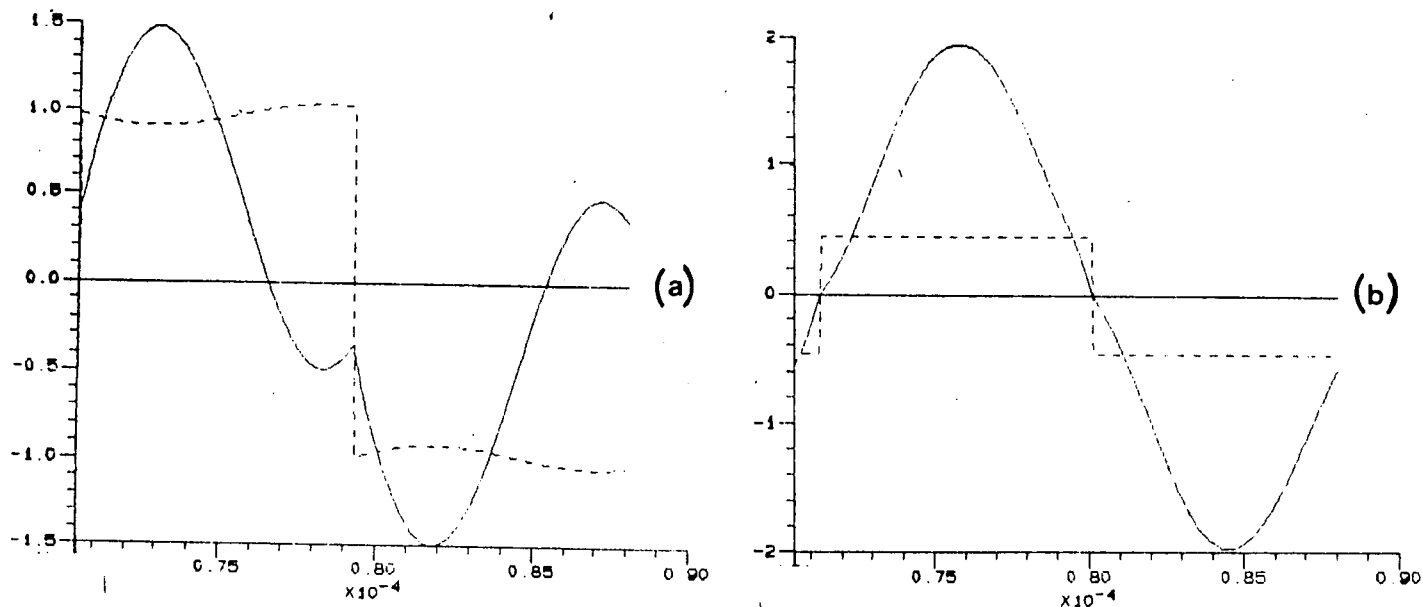


Fig. 3.9 - Simulação com SACEC para  $f_s < f_0$ .

(a) linha cheia -  $I_L$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$

(b) linha cheia -  $V_C$  ; linha pontilhada -  $\overline{i_o}$

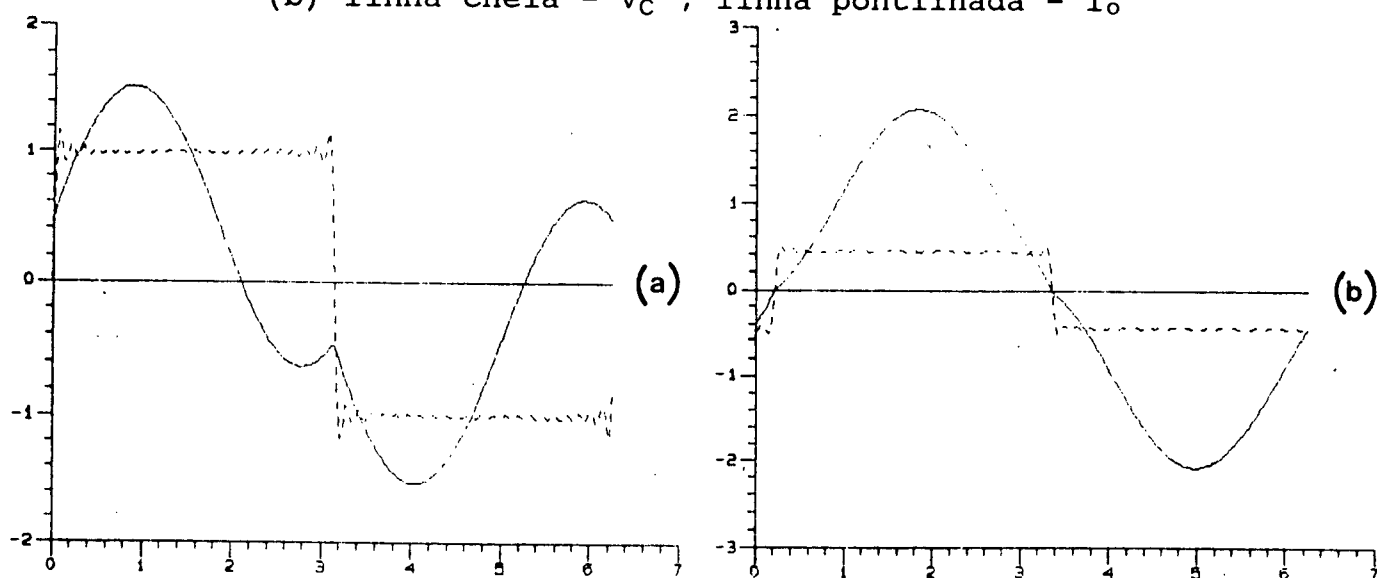


Fig. 3.10 - Simulação com o modelo para  $f_s < f_0$ .

(a) linha cheia -  $I_L$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$

(b) linha cheia -  $V_C$  ; linha pontilhada -  $\overline{i_o}$

Na figura 3.9 tem-se no eixo horizontal o tempo de operação  $t$  em segundos e na figura 2.10 tem-se o ângulo de operação  $\omega t$  em radianos.

Pode-se observar que os resultados obtidos pelo SACEC e pelo método são semelhantes. As diferenças que aparecem resultam de aproximações que os dois programas utilizam (ver item 2.7.2), que não chegam a comprometer o objetivo do trabalho que é obter resultados aproximados para futuros estudos.

### 3.6.2 SIMULAÇÃO PARA $f_s$ MAIOR QUE $f_0$

Na simulação do conversor LC-PRC, operando com  $f_s$  maior que  $f_0$ , utilizou-se no programa SACEC, uma  $f_s$  igual a 142 KHz que resulta em uma relação  $f_s/f_0$  igual a 1,5 na simulação com o modelo proposto neste trabalho.

Nas figuras 3.11 e 3.12 observa-se os resultados obtidos com o program SACEC e com o programa desenvolvido a partir do modelo estudado respectivamente. Como no item 3.6.1 observa-se uma proximidade entre os resultados, validando assim o modelo apresentado.

Como no item 3.6.1 na figura 3.11 tem-se no eixo horizontal o tempo de operação  $t$  em segundos e na figura 3.12 o ângulo de operação  $\omega t$  em radianos.

Convém observar que o ângulo de defasagem entre  $V_C$  e a fundamental de  $V_{AB}$  é maior que  $\pi/2$  nos gráficos apresentados para  $f_s$  maior que  $f_0$ . Nos gráficos de  $f_s$  menor que  $f_0$  este mesmo ângulo é menor que  $\pi/2$ .

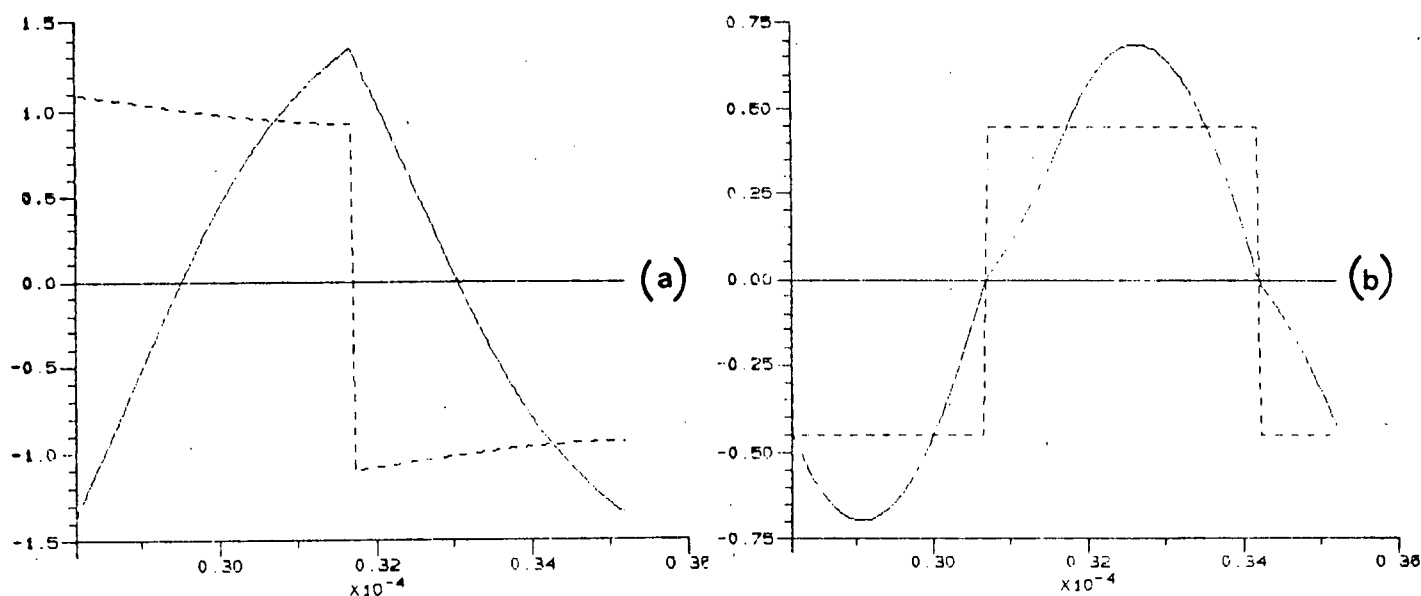


Fig. 3.11 - Simulação com SACEC para  $f_s > f_o$ .

(a) linha cheia -  $I_L$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$

(b) linha cheia -  $V_C$  ; linha pontilhada -  $\overline{i_o}$

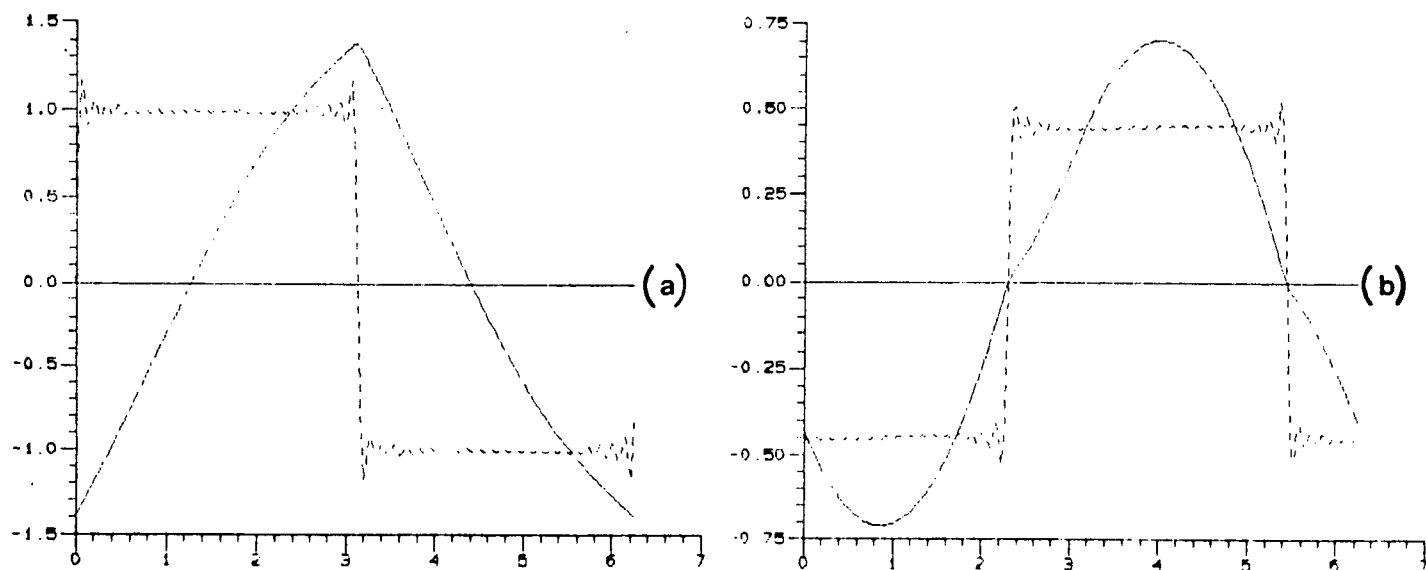


Fig. 3.12 - Simulação com o modelo para  $f_s > f_o$ .

(a) linha cheia -  $I_L$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$

(b) linha cheia -  $V_C$  ; linha pontilhada -  $\overline{i_o}$

Nas figuras 3.9, 3.10, 3.11 e 3.12 tem-se os valores normalizados que são:

$$I_L = i_L(t)/(E \sqrt{C/L}), \quad V_C = v_C(t)/E, \quad V_{AB} = v_{AB}(t)/E \text{ e} \\ \overline{i_o} = i_o(t)/E \sqrt{C/L}$$

### 3.8 CARACTERÍSTICAS EXTERNAS DO CONVERSOR LC-PRC ( $q \times \overline{I_o}$ ).

As características externas do conversor LC-PRC, apresentadas a seguir, foram obtidas com auxílio do programa apresentado no apêndice A, que foi desenvolvido a partir do modelo proposto neste capítulo.

Na figura 3.13 são apresentadas as características externas do conversor LC-PRC para operação com uma  $f_s$  menor que  $f_o$ . Na figura 3.14 tem-se as características externas para operação com uma  $f_s$  maior que  $f_o$ .

As setas indicam o sentido de crescimento do ângulo  $\phi$  que é variável.

Nas figuras 3.13(a) e 3.14(a) o ângulo  $\phi$  varia de 0 a  $\pi$ . Os valores positivos de  $q$  significam funcionamento do conversor LC-PRC no modo normal ou não-regenerativo e os valores negativos de  $q$  indicam o funcionamento no modo regenerativo, que só é possível com um conversor reversível no estágio de saída do conversor LC-PRC.

As figuras 3.13(b) e 3.14(b) apresentam as características externas para o funcionamento normal do conversor LC-PRC com uma variação do ângulo  $\phi$  de 0 a  $\pi/2$ , para  $f_s$  menor que  $f_o$ , e de  $\pi/2$  a  $\pi$ , para  $f_s$  maior que  $f_o$ .



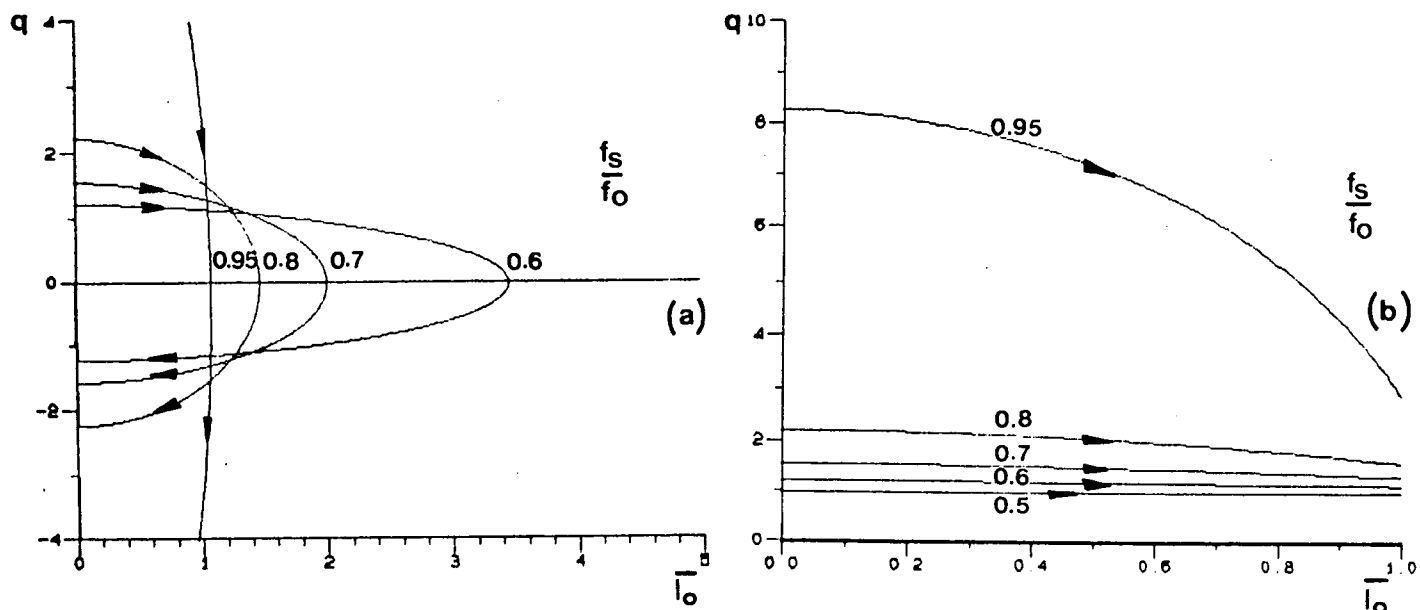


Fig. 3.13 - Característica externa do conversor LC-PRC para  $f_s < f_o$ .

(a) Conversor reversível (b) Conversor não-reversível

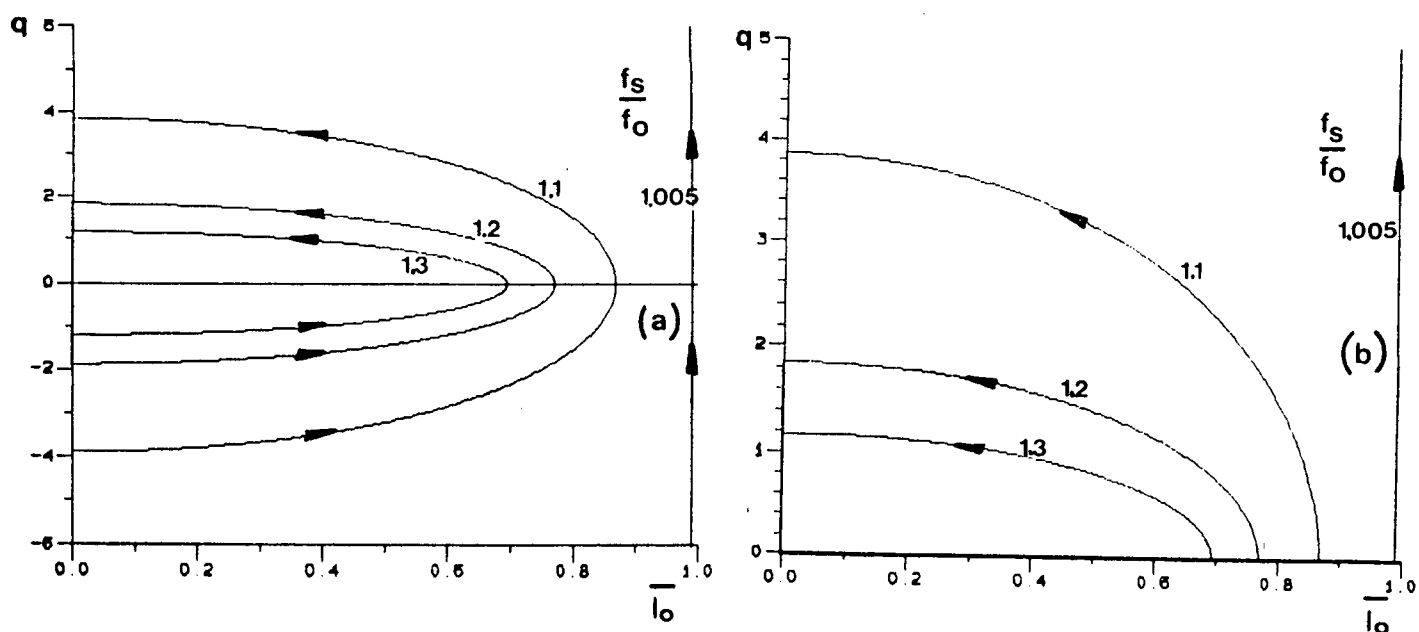


Fig. 3.14 - Característica externa do conversor LC-PRC para  $f_s > f_o$ .

(a) Conversor reversível (b) Conversor não-reversível

Observando as características externas do conversor LC-PRC pode-se notar que a medida que a frequência de operação se aproxima da frequência ressonante, o conversor passa a ter um comportamento de fonte de corrente, e a medida em que se afasta da frequência de ressonância tem-se um comportamento do conversor como fonte de tensão. Este comportamento como fonte de tensão é melhor observado para uma relação  $f_s/f_0$  igual a 0,5. Pode-se observar então que para um bom controle do fluxo de potência do conversor LC-PRC, mantendo a tensão de saída constante a qualquer variação de carga, deve-se manter a frequência constante em valores em torno da metade da frequência ressonante.

Nas figuras 3.15 e 3.16 são apresentadas as características externas do conversor LC-PRC para curvas de ângulo  $\phi$  fixo e relação  $f_s/f_0$  variável.

As setas indicam o sentido crescente da relação  $f_s/f_0$ . Na figura 3.15 os ângulos apresentados são menores que  $90^\circ$  ( $\pi/2$ ) e na figura 3.16 são maiores que  $90^\circ$  ( $\pi/2$ ), correspondendo aos ângulos de operação do conversor LC-PRC no modo não regenerativo.

Na figura 3.15 pode-se observar, para um dado ângulo  $\phi$ , uma tensão de saída constante e próxima do valor da tensão de entrada a medida que tem-se grandes valores de corrente. A medida que se diminui o valor da corrente tem-se um crescimento muito grande da tensão de saída.

Na figura 3.16 para operação com  $f_s$  maior que  $f_0$  tem-se um crescimento da tensão de saída para um crescimento da corrente.

Portanto do ponto de vista de manutenção da regulação da tensão de saída e conseqüente controle do fluxo de potência, a melhor característica externa que se apresenta é a da figura 3.13

(b), que sugere o emprego de um conversor LC-PRC operando sob frequência fixa e próxima da metade da frequência de ressonância, ou seja, controle do fluxo de potência com métodos de controle de frequência fixa apresentado no capítulo 1 deste trabalho.

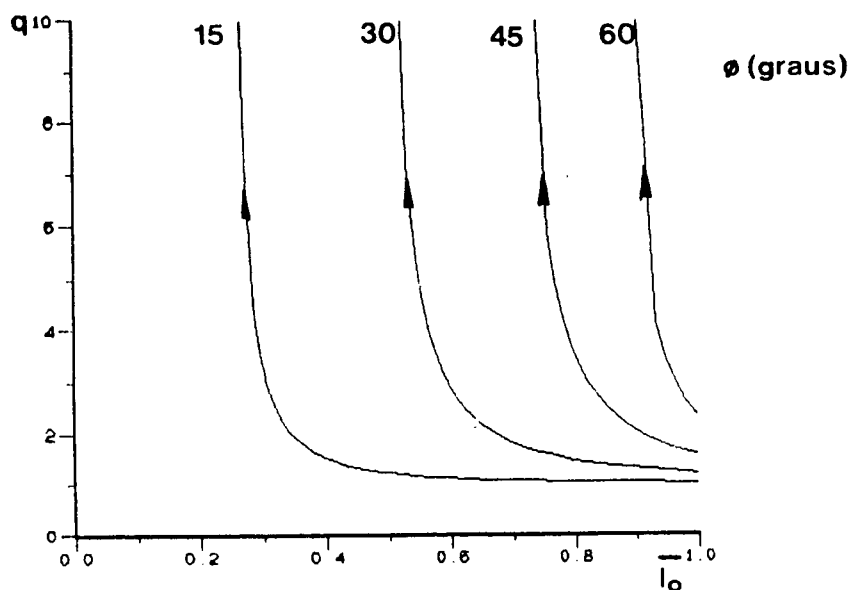


Fig. 3.15 - Característica externa do conversor LC-PRC para ângulo  $\phi$  constante e  $f_s < f_0$ .

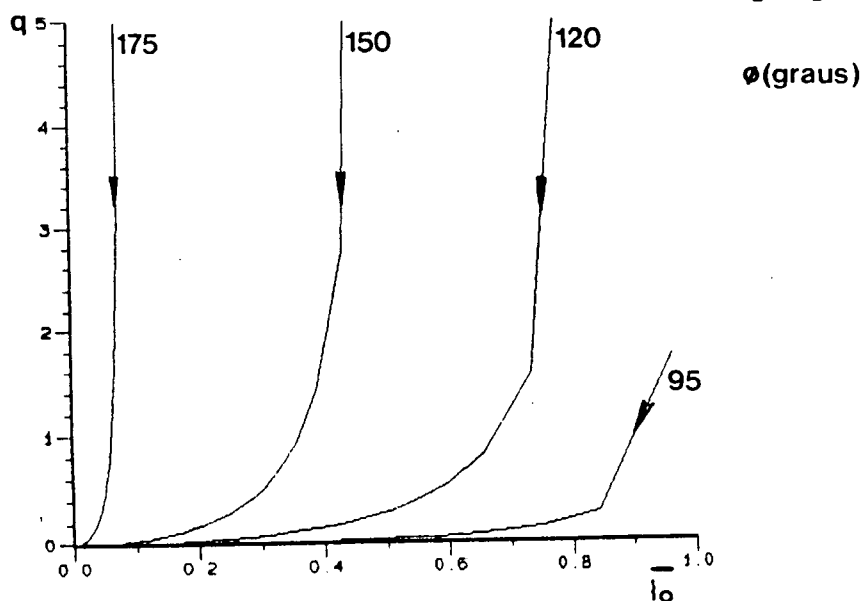


Fig. 3.16 - Característica externa do conversor LC-PRC para ângulo  $\phi$  constante e  $f_s > f_0$ .

Uma análise mais detalhada das características externas

sob a ótica do controle do fluxo de potência será apresentada no capítulo 6 do presente trabalho.

### 3.8 CONCLUSÕES

Valendo-se de uma nova metodologia para modelização de conversores, foram obtidas neste capítulo expressões para o conversor LC-PRC. Estas expressões serviram de base para a elaboração de um programa que fornece as formas de onda e características externas deste conversor, para frequência de operação maior ou menor que a frequência ressonante.

As formas de onda obtidas com este programa, que utiliza o novo modelo proposto, foram comparadas a outras obtidas com um programa cujos resultados já foram comprovados experimentalmente. O resultado desta comparação comprovou a validade do programa aqui desenvolvido, para obtenção de uma aproximação do comportamento real do conversor.

As características externas obtidas por intermédio deste programa proposto auxiliarão no estudo do controle do fluxo de potência deste conversor e dos conversores ressonantes em geral.

## CAPITULO 4

### ANALISE DO CONVERSOR PARALELO-RESSONANTE COM DOIS CAPACITORES

#### (LCC-PRC)

#### MÉTODO NO DOMINIO DA FREQUÊNCIA

#### 4.1 INTRODUÇÃO

Devido a tendência de se utilizar o fenômeno da ressonância para se conseguir uma melhor relação potência/volume dos conversores estáticos, tem havido um crescente interesse pelo estudo dos conversores ressonantes. Sendo assim, os conversores série e paralelo ressonantes, cujos circuitos tanque sejam constituídos de um único capacitor e indutor, tem sido estudados a fundo na literatura e também já foram analisados anteriormente neste trabalho. Mais recentemente iniciou-se o estudo de conversores ressonantes com mais de um capacitor ou indutor em seus circuitos tanque, que apresentam como vantagens [6] a possibilidade de se aumentar cada vez mais a frequência de operação dos conversores sem preocupação com as indutâncias parasitas dos circuitos ou com capacitâncias de junção dos diodos e transistores que passariam a fazer parte do dimensionamento e controle dos conversores. Além disso a adição de componentes reativos resultam em melhorias nas características externas dos conversores e ainda, a introdução destes componentes reativos permitem a geração de novas topologias e conseqüentemente novas opções para determinadas aplicações.

Assim sendo na referência [5] deste trabalho encontra-se a análise de um conversor paralelo ressonante tipo LCC e na referência [6] a análise de um conversor paralelo ressonante tipo LLCC.

Neste capítulo far-se-á uma análise do conversor paralelo ressonante LCC utilizando a metodologia apresentada na referência [8] a fim de obter-se um modelo do mesmo para geração de um programa de simulação que forneça suas principais formas de onda e principalmente suas características externas, para operação com frequência de chaveamento maior e menor que a frequência ressonante, para posterior análise das mesmas sob a ótica do controle do fluxo de potência, pela regulação da tensão de saída, e também comparativamente às características externas de outras topologias.

As principais formas de onda obtidas pela simulação com o programa desenvolvido a partir desta análise são comparadas com outras obtidas utilizando-se outros programas cujos resultados já foram testados experimentalmente, a fim de se comprovar a validade do método aqui empregado para obtenção de um modelo aproximado do conversor LCC-PRC.

#### 4.2 ESTRUTURA DO CONVERSOR PARALELO RESSONANTE LCC (LCC-PRC)

A estrutura básica do conversor LCC-PRC de ponte completa, que possui dois capacitores e um indutor no circuito tanque, é apresentada na fig. 4.1.

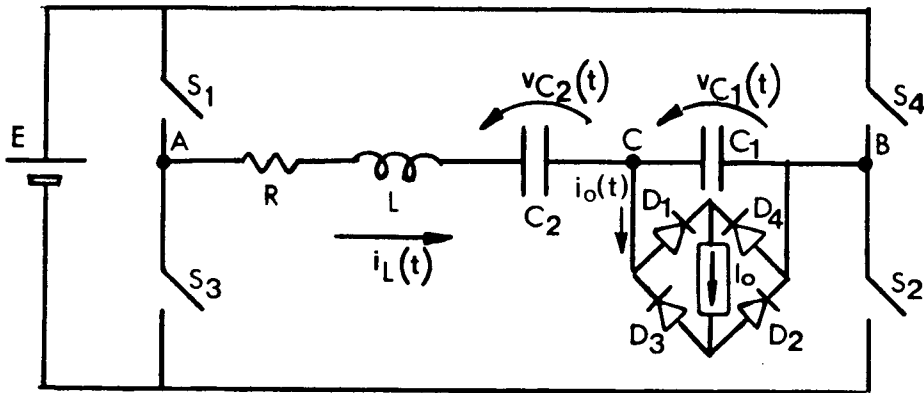


Fig. 4.1 - Estrutura do conversor LCC-PRC

A frequência de ressonância ( $f_0$ ) deste conversor pode ser definida por:

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}) \quad (4.1)$$

onde:

$$C = (C_1 \cdot C_2)/(C_1 + C_2) \quad (4.2)$$

#### 4.3 ANÁLISE PARA OPERAÇÃO COM FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO ABAIXO DA RESSONÂNCIA ( $f_s < f_0$ )

##### 4.3.1 DETERMINAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA

As formas de onda das figuras 4.2 e 4.3 foram obtidas pela simulação do circuito da figura 4.1 com o programa SACEC e os seguintes dados:

$$E = 48V, I_0 = 7A, R = 0,1\Omega, L = 5,14\mu H, C_1 = C_2 = 1,1\mu F.$$

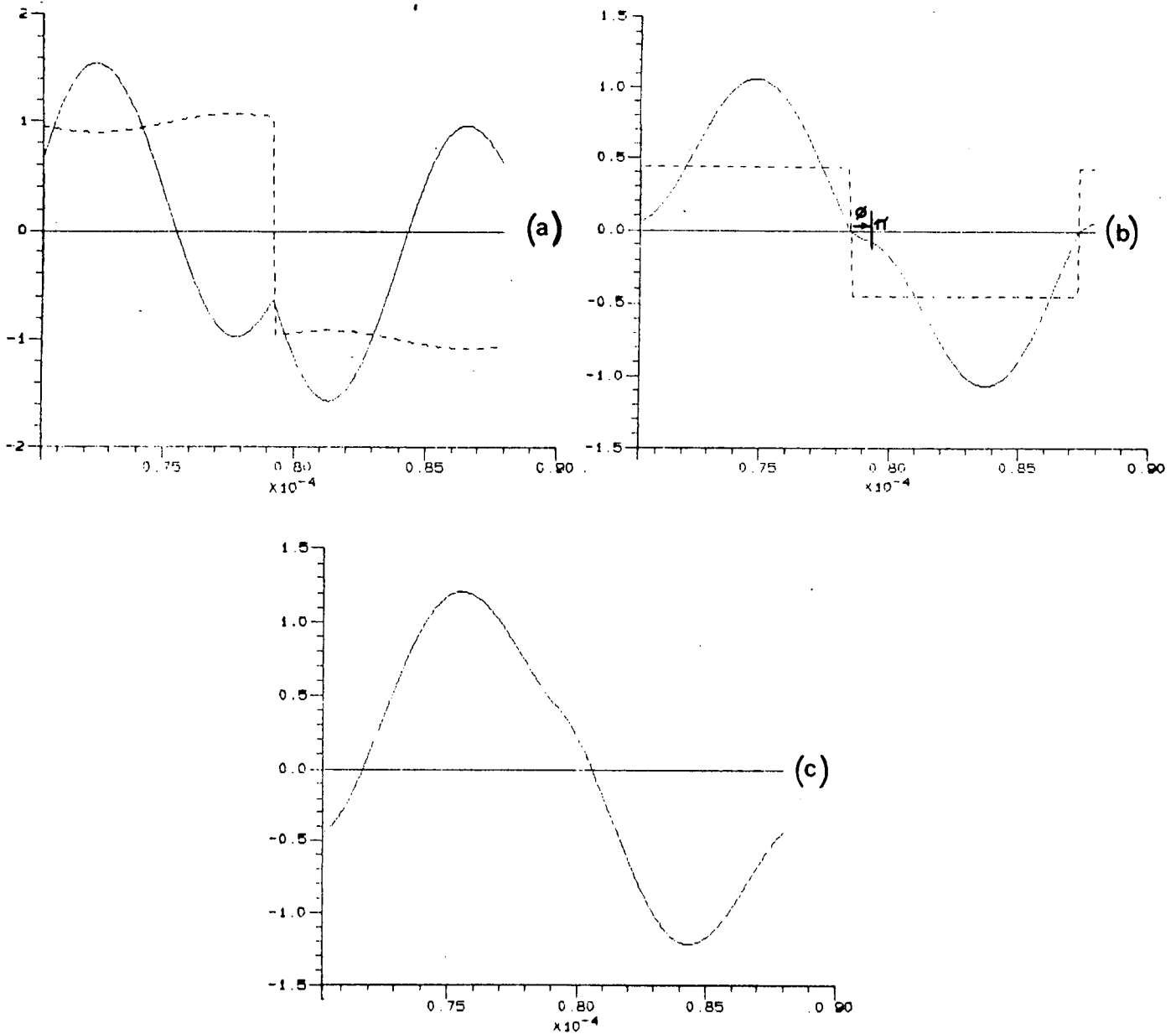


Fig. 4.2 - Formas de onda do conversor LCC-PRC para  $f_s$  menor que  $f_0$  (simulação com SACEC para  $f_s = 0,6f_0$ )

(a) linha cheia -  $I_L$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$

(b) linha cheia -  $V_{C1}$  ; linha pontilhada -  $\overline{i_o}$

(c) linha cheia -  $V_{C2}$



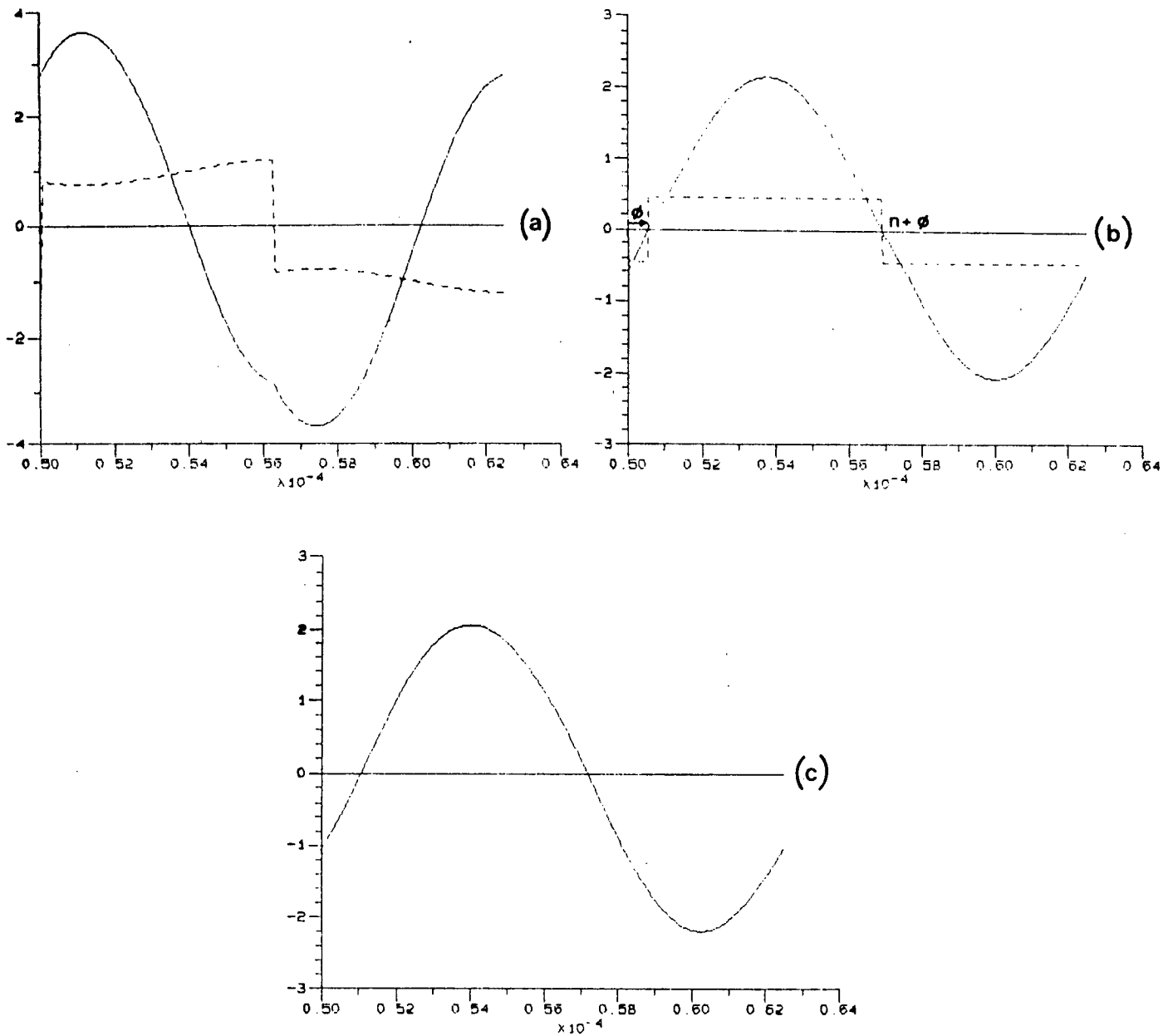


Fig. 4.3 - Formas de onda do conversor LCC-PRC para  $f_s$  menor que  $f_o$  (simulação com SACEC para  $f_s = 0,845f_o$ )

(a) linha cheia -  $I_L$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$

(b) linha cheia -  $V_{C1}$  ; linha pontilhada -  $\overline{i_o}$

(c) linha cheia -  $V_{C2}$

Na figura 4.2 tem-se os resultados da simulação para  $f_s$

igual a 56,80 KHz que resulta em uma relação  $f_s/f_0$  igual a 0,6.

Na figura 4.3 os resultados são para simulação com  $f_s$  igual a 80 KHz resultando em uma relação  $f_s/f_0$  igual a 0,845.

No eixo horizontal de ambas as figuras tem-se o tempo  $t$  em segundos e no eixo vertical tem-se os valores normalizados:

$$I_L = i_L(t)/(E \sqrt{C/L}), \quad V_{C1} = v_{C1}(t)/E, \quad V_{C2} = v_{C2}(t), \quad V_{AB} = v_{AB}(t)/E \\ \text{e } \overline{i_o} = i_o(t)/(E \sqrt{C/L}).$$

Observando as formas de onda das figuras 4.2 e 4.3 nota-se que a presença de dois capacitores faz com que haja dois modos distintos de funcionamento do conversor para  $f_s$  menor que  $f_0$ .

Assim define-se:

$$f_{o2} = 1/(2\pi\sqrt{LC_2}) \quad (4.3)$$

Quando  $f_s$  é menor que  $f_{o2}$ , figura 4.2, observa-se que a fundamental da corrente  $\overline{i_o}$  e a tensão  $V_{C1}$  estão adiantadas em relação a fundamental da tensão  $V_{AB}$ . Isto se deve a uma predominância muito forte das reatâncias capacitivas do circuito em relação a reatância indutiva.

Já no caso de  $f_s$  ser maior que  $f_{o2}$ , figura 4.3, observa-se que a fundamental da corrente  $\overline{i_o}$  e a tensão  $V_{C1}$  estarão atrasadas em relação a fundamental da tensão  $V_{AB}$  do estágio de entrada.

A comprovação matemática deste fenômeno será apresentada no item 4.3.4, na determinação do ângulo  $\phi$ .

Os diagramas fasoriais do conversor LCC-PRC, para operação com  $f_s$  menor que  $f_0$ , são apresentadas nas figuras 4.4 e 4.5.

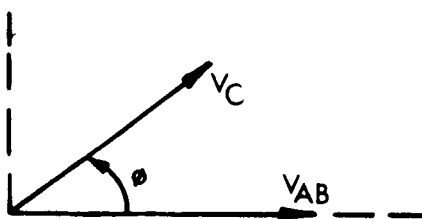


Fig. 4.4 - Diagrama fasorial do conversor LCC-PRC para  $f_s$  menor que  $f_0$  e menor que  $f_{02}$ .

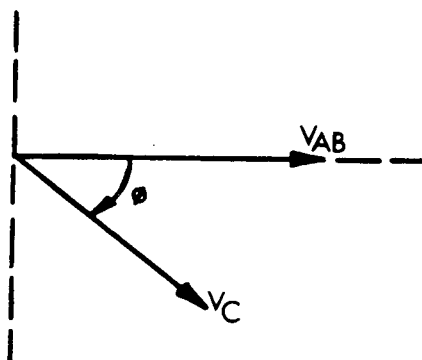


Fig. 4.5 - Diagrama fasorial do conversor LCC-PRC para  $f_s$  menor que  $f_0$  e maior que  $f_{02}$ .

O ângulo  $\phi$  de defasagem que será utilizado na modelização do conversor LCC-PRC pode ser observado nas figuras 4.2 a 4.5.

#### 4.3.2 DETERMINAÇÃO DO MODELO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO

As formas de onda obtidas pelo programa SACEC permitem deduzir para este conversor um circuito equivalente simplificado que é apresentado na figura 4.6.

A resistência  $R$  é proveniente do enrolamento do indutor  $L$ , sendo considerada muito pequena, mas de grande utilidade para

definição das expressões do conversor LCC-PRC que serão deduzidas mais adiante.

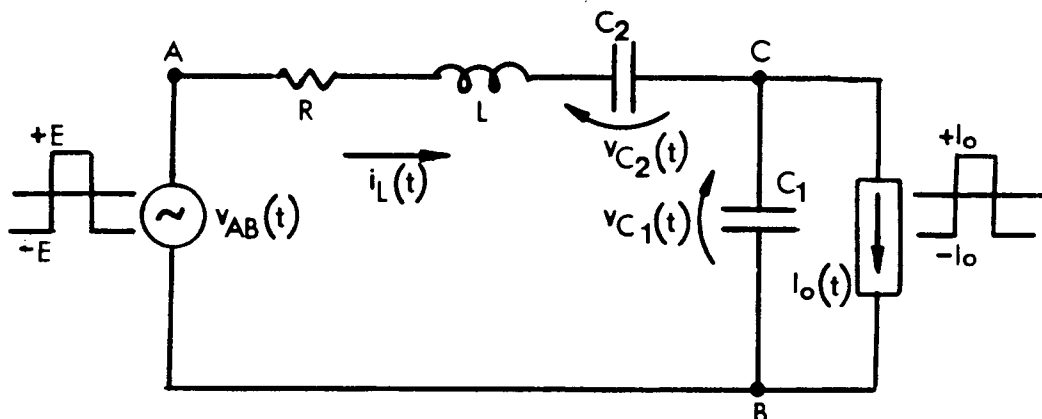


Fig. 4.6 - Modelo equivalente simplificado do conversor LCC-PRC.

A tensão de entrada  $v_{AB}(t)$  e a corrente de saída  $i_o(t)$  são definidas por série de Fourier, assim:

$$v_{AB}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4E \sin(n\omega t)/n\pi \quad (4.4)$$

$$i_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4I_o \sin(n\omega t - \text{SIG}n\phi)/n\pi \quad (4.5)$$

onde "n" é a ordem da harmônica, que nestas séries assumirá sempre valores ímpares pois não existem harmônicas pares nestas séries.

A variável SIG determinará o sinal a ser utilizado quando  $f_s$  for maior ou menor que  $f_{o2}$ . Ela é definida pela expressão (4.6).

$$\text{SIG} = \text{DIF}/|\text{DIF}| \quad (4.6)$$

$$\text{DIF} = (X_{L1} - X_{C21}) \quad (4.7)$$

onde:

$$X_{L1} = \omega L$$

$$X_{C21} = 1/(\omega C_2)$$

Assim quando DIF for negativo significa  $X_{C21}$  maior que  $X_{L1}$ , SIG será negativo e a corrente  $i_o$  estará adiantada de  $\phi$  da tensão  $V_{AB}$ . Quando DIF for positivo,  $X_{C21}$  menor que  $X_{L1}$ , SIG será positivo e a corrente  $i_o$  estará atrasada de  $\phi$  da tensão  $V_{AB}$ .

Com este modelo equivalente simplificado e as expressões (4.4) e (4.7) pode-se determinar as expressões de tensão e corrente do circuito ressonante.

#### 4.3.3 DETERMINAÇÃO DAS EXPRESSÕES DO CIRCUITO RESSONANTE

Tomando a harmônica de ordem  $n$  da corrente e das tensões no circuito ressonante fasorialmente calcula-se:

$$I_{Ln} = (V_{ABn} + I_{on} \cdot X_{C1n} \angle -\pi/2) / Z_n \angle \theta_{zn} \quad (4.8)$$

$$V_{C1n} = (V_{ABn} \cdot X_{C1n} \angle -\pi/2 - I_{on} \cdot X_{C1n} \angle -\pi/2 \cdot Z_{LCn} \angle \theta_{LCn}) / Z_n \angle \theta_{zn} \quad (4.9)$$

$$V_{C2n} = (V_{ABn} \cdot X_{C2n} \angle -\pi/2 + I_{on} \cdot X_{C1n} \angle -\pi/2 \cdot X_{C2n} \angle -\pi/2) / Z_n \angle \theta_{zn} \quad (4.10)$$

Levando as expressões resultantes ao domínio do tempo e aplicando-se o teorema da superposição tem-se:

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi Z_n} \{ E \sin(n\omega t - \theta_{zn}) + I_o X_{C1n} \sin(n\omega t - n\text{SIG}\phi - \pi/2 - \theta_{zn}) \} \quad (4.11)$$

$$v_{C1}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4X_{C1n}}{n\pi Z_n} \{ E \sin(n\omega t - \pi/2 - \theta_{zn}) - I_o Z_{LCn} \sin(n\omega t - n\text{SIG}\phi - \pi/2 - \theta_{zn} + \theta_{LCn}) \} \quad (4.12)$$

$$v_{C2}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4X_{C2n}}{n\pi Z_n} \{ E \sin(n\omega t - \pi/2 - \theta_{zn}) + I_o X_{C1n} \sin(n\omega t - n\text{SIG}\phi - \pi - \theta_{zn} + \theta_{LCn}) \} \quad (4.13)$$

Onde:

$$Z_n = \sqrt{R^2 + (X_{Ln} - X_{Cn})^2} \quad (4.14)$$

$$\theta_{zn} = \text{tg}^{-1} [(X_{Ln} - X_{Cn})/R] \quad (4.15)$$

$$X_{Ln} = n\omega L \quad (4.16)$$

$$X_{C1n} = 1/(n\omega C_1) \quad (4.17)$$

$$X_{C2n} = 1/(n\omega C_2) \quad (4.18)$$

$$X_{Cn} = X_{C1n} + X_{C2n} \quad (4.19)$$

$$Z_{LCn} = \sqrt{R^2 + (X_{Ln} - X_{C2n})^2} \quad (4.20)$$

$$\theta_{LCn} = \text{tg}^{-1} [(X_{Ln} - X_{C2n})/R] \quad (4.21)$$

Para a normalização das expressões temporais considere-se:

$$V_b = E$$

$$Z_b = \sqrt{L/C} \quad \text{que é a impedância característica do circuito ressonante.}$$

$$I_b = V_b/Z_b = E \sqrt{C/L}$$

Assim:

$$I_L = i_L(t)/(E \sqrt{C/L})$$

$$V_{C1} = v_{C1}(t)/E$$

$$V_{C2} = v_{C2}(t)/E$$

$$\overline{I_o} = I_o/(E \sqrt{C/L})$$

Deste modo encontra-se:

$$I_L = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi Z_n} \{ \sqrt{L/C} \sin(n\omega t - \theta_{zn}) + X_{C1n} \overline{I_o} \sin(n\omega t - n\text{SIG}\phi - \pi/2 - \theta_{zn}) \} \quad (4.22)$$

$$V_{C1} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4X_{C1n}}{n\pi Z_n} \{ \sin(n\omega t - \pi/2 - \theta_{zn}) - \sqrt{C/L} \cdot Z_{LCn} \overline{I_o} \sin(n\omega t - \text{SIG}n\phi - \pi/2 - \theta_{zn} + \theta_{LCn}) \} \quad (4.23)$$

$$V_{C2} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4X_{C2n}}{n\pi Z_n} \{ \sin(n\omega t - \pi/2 - \theta_{zn}) + \sqrt{C/L} \cdot X_{C1n} \overline{I_o} \sin(n\omega t - \text{SIG}n\phi - \pi - \theta_{zn}) \} \quad (4.24)$$

Estas expressões de  $I_L$ ,  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$  são as expressões normalizadas de corrente e tensão no circuito ressonante do conversor LC-PRC.

#### 4.3.4 DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO $\phi$

A resolução das expressões de corrente e tensão do circuito ressonante exige o conhecimento do valor do ângulo  $\phi$ , que

deve ser determinado.

Observando-se as formas de onda do conversor LCC-PRC nota-se que, para  $\omega t$  igual a  $\phi$ , quando  $f_s$  maior que  $f_{o2}$ , e  $\omega t$  igual a  $-\phi$ , quando  $f_s$  menor que  $f_{o2}$ ,  $V_{C1}$  vale zero. Assim zerando-se a expressão (4.20) pode-se calcular o valor do ângulo  $\phi$ .

$$\sum_{n=1}^{\infty} X_{C1n} \{ \sin(n \text{SIG} \phi - \pi/2 - \theta_{zn}) - \sqrt{C/L} \cdot Z_{LCn} \overline{I_o} \sin(-\pi/2 - \theta_{zn} + \theta_{LCn}) \} / n Z_n = 0 \quad (4.25)$$

Pode-se chegar ao valor de  $\phi$  resolvendo numericamente a expressão (4.25) pelo método de Newton-Raphson [14].

$$F(\phi) = \sum_{n=1}^{\infty} X_{C1n} \{ \sin(n \text{SIG} \phi - \pi/2 - \theta_{zn}) - \sqrt{C/L} \cdot Z_{LCn} \overline{I_o} \sin(-\pi/2 - \theta_{zn} - \theta_{LCn}) \} / n Z_n$$

Sua derivada vale:

$$F'(\phi) = \text{SIG} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} X_{C1n} \{ \cos(n \text{SIG} \phi - \pi/2 - \theta_{zn}) \} / Z_n$$

Resultando em:

$$\phi_{i+1} = \phi_i - \text{SIG} \cdot \frac{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{X_{C1n}}{n Z_n} \{ \sin(n \text{SIG} \phi_i - \pi/2 - \theta_{zn}) - \sqrt{C/L} \cdot Z_{LCn} \overline{I_o} \sin(-\pi/2 - \theta_{zn} + \theta_{LCn}) \}}{\sum_{n=1}^{\infty} X_{C1n} \{ \cos(n \text{SIG} \phi_i - \pi/2 - \theta_{zn}) \} / Z_n} \quad (4.26)$$

Para a solução numérica da expressão (4.26) necessita-se de um valor de partida para  $\phi$ . Para isto toma-se a expressão (4.23) e faz-se  $n$  igual a 1, considerando apenas a componente fundamental e  $R$  desprezível ( $R=0$ ).

Assim tem-se a seguinte expressão fasorial:

$$V_{C11} = 4 X_{C11} [1 \angle 0^\circ - \overline{I_o} Z_{LC1} \cdot \sqrt{C/L} \cdot \angle -\text{SIG} \phi + \text{SIG} \pi/2] / \pi Z_1 \quad (4.27)$$

considerando que:

$\theta_{z1}$  vale  $(-\pi/2)$  quando  $f_s$  é menor que  $f_o$  e  $R$  é igual a zero.

$\theta_{LC1}$  vale  $+\pi/2$  para R igual a zero.

Para R igual a zero  $Z_{LC1}$  é igual a  $\sqrt{(X_{L1}-X_{C21})^2}$  valendo dizer que  $Z_{LC1} = |X_{L1}-X_{C21}|$ , assim:

$$V_{C11} = 4X_{C11} [1 \angle 0^\circ - \overline{I_0} |X_{L1}-X_{C21}| \cdot \sqrt{C/L} \cdot [-\text{SIG}\phi + \text{SIG}\pi/2] / \pi Z_1 \quad (4.28)$$

Sabendo que SIG tem valor unitário e seu sinal varia de acordo com a variável DIF, e ainda que  $\text{sen}(-x)$  é igual a  $-\text{sen}(x)$  pode-se fazer:

$$V_{C11} = 4X_{C1} [1 \angle 0^\circ - \text{SIG} \cdot \overline{I_0} |X_{L1}-X_{C21}| \cdot \sqrt{C/L} \cdot [-\phi + \pi/2] / \pi Z_1 \quad (4.29)$$

Levando esta expressão a um diagrama fasorial tem-se as figuras 4.7 e 4.7.

Para SIG negativo, ( $X_{L1} < X_{C21}$  e  $f_s < f_{02}$ ).

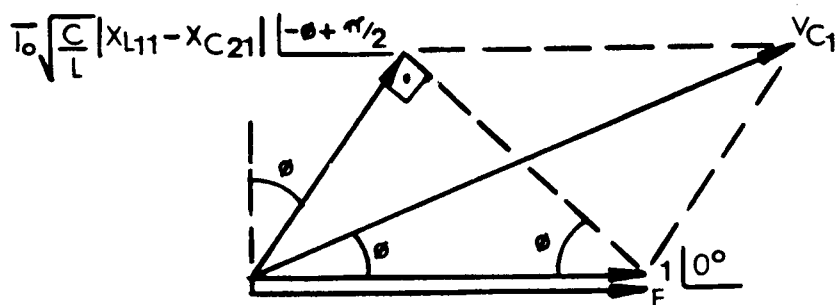


Fig. 4.7 - Diagrama fasorial da fundamental da tensão  $v_c(t)$  para  $f_s$  menor que  $f_{02}$ .

Para SIG positivo, ( $X_{L1} > X_{C21}$  e  $f_s > f_{02}$ ).

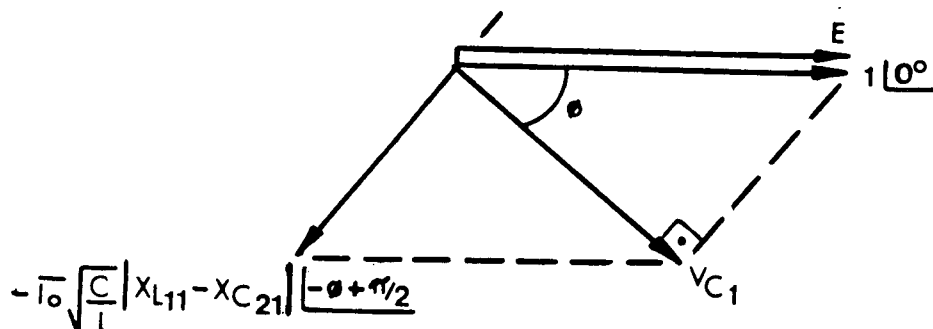


Fig. 4.8 - Diagrama fasorial da fundamental da tensão  $v_c(t)$  para  $f_s$  maior que  $f_{02}$ .



Das figuras 4.7 e 4.8 pode-se tirar:

$$\phi = \text{sen}^{-1} (\overline{I_o} |X_{L_1} - X_{C_{21}}| \cdot \overline{C/L}) \quad (4.30)$$

Este valor de  $\phi$  será utilizado como valor de partida do método de Newton-Raphson para o cálculo do valor verdadeiro do ângulo  $\phi$ .

#### 4.3.5 DETERMINAÇÃO DA CARACTERÍSTICA EXTERNA DO CONVERSOR LCC-PRC.

Para determinar a expressão que fornecerá a característica externa do conversor LCC-PRC deve-se encontrar o valor médio sobre meio período da tensão  $V_{C_1}$  do capacitor  $C_1$ . Isto fornecerá o valor da tensão média no estágio de saída.

$$q = (1/\pi) \int_{+\text{SIG}\phi}^{\pi+\text{SIG}\phi} V_{C_1} \text{dwt} \text{ onde: } q = V_o/E$$

resultando em:

$$q = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{8X_{C_{1n}} \{ \cos(n\text{SIG}\phi - \pi/2 - \theta_{Z_n}) - \sqrt{C/L} \cdot Z_{LCn} \overline{I_o} \cos(-\pi/2 - \theta_{Z_n} + \theta_{LCn}) \}}{(n\pi)^2 Z_n} \quad (4.31)$$

A expressão (4.31) nos permite traçar a característica externa do conversor LCC-PRC com o auxílio de um computador.

#### 4.4 ANÁLISE PARA OPERAÇÃO COM FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO ACIMA DA RESSONÂNCIA ( $f_s > f_0$ ).

##### 4.4.1 DETERMINAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA

A obtenção das formas de onda do conversor LCC-PRC, para operação com  $f_s$  maior que  $f_0$ , foi feita com a simulação do circuito da figura 4.1, pelo programa SACEC, para uma frequência igual a 120KHz, que resulta em uma relação  $f_s/f_0$  de 1,267 e com os seguintes dados:

$$E = 48V, I_0 = 7A, R = 0,1\Omega, L = 5,14\mu H, C_1 = C_2 = 1,1\mu F.$$

As formas de onda obtidas são apresentadas na figura 4.9.

Nas formas de onda da figura 4.9 tem-se no eixo horizontal o tempo  $t$  em segundos e no eixo vertical os valores normalizados:

$$I_L = i_L(t)/(E \sqrt{C/L}), V_{C1} = v_{C1}(t)/E, V_{C2} = v_{C2}(t), V_{AB} = v_{AB}(t)/E \text{ e } i_o = i_o(t)/(E \sqrt{C/L}).$$

A observação das formas de onda da figura 4.9 nos permite verificar que, para  $f_s$  maior que  $f_0$ , tem-se uma predominância da indutância  $X_L$  sobre a reatância capacitiva equivalente  $X_C$ , o que faz com que a corrente  $I_L$ , a tensão  $V_{C1}$  e a fundamental da corrente de saída estejam atrasadas em relação a fundamental da tensão  $V_{AB}$ .

Pode-se observar na figura 4.9 e no diagrama fasorial da figura 4.10 que a tensão  $V_{C1}$ , e conseqüentemente a corrente do estágio de saída, estão atrasadas em relação a tensão  $V_{AB}$  de um ângulo  $\phi$ .

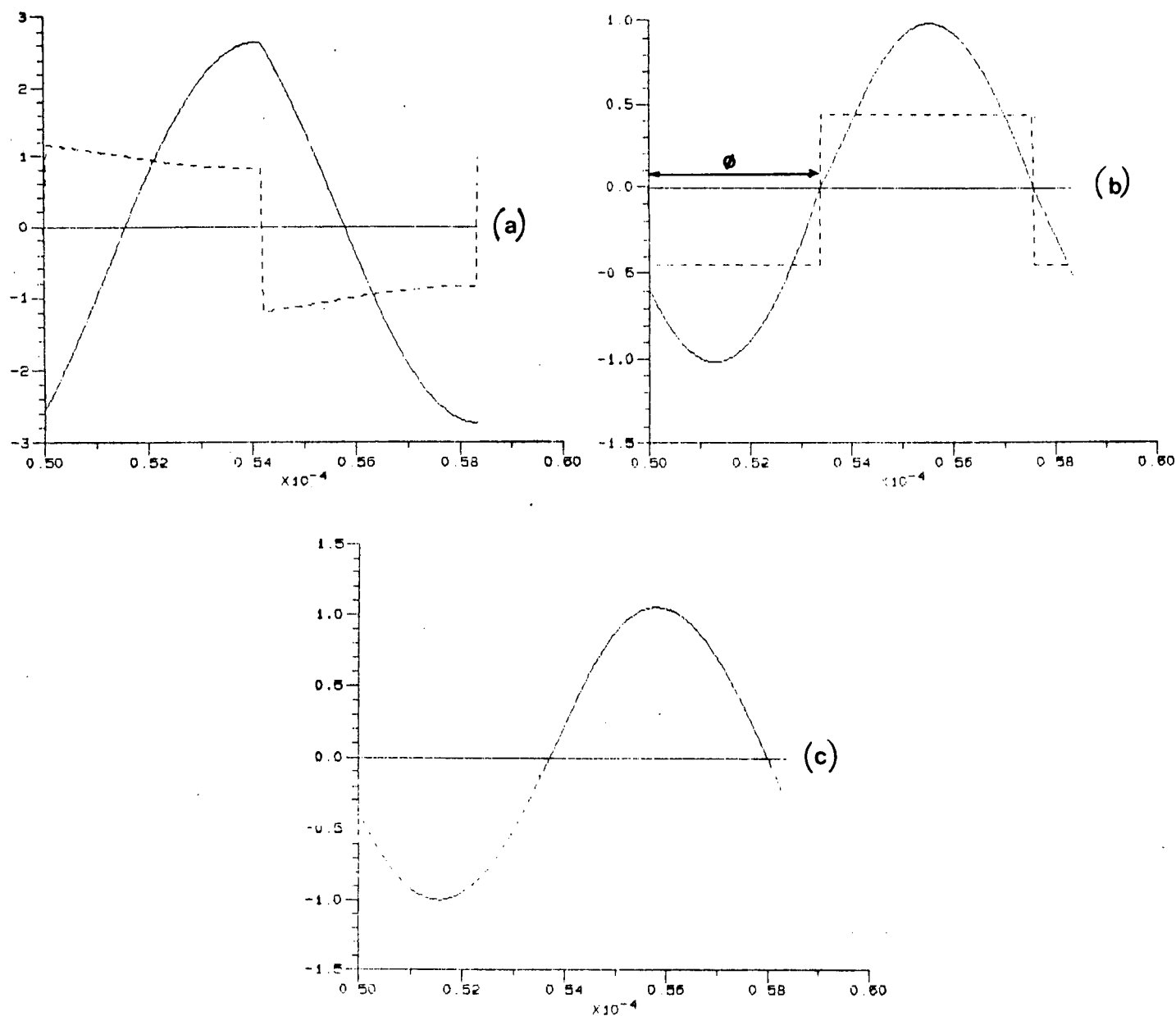


Fig. 4.9 - Formas de onda do conversor LCC-PRC para  $f_s$  maior que  $f_0$  (simulação com SACEC para  $f_s = 1,267f_0$ )

(a) linha cheia -  $I_L$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$

(b) linha cheia -  $V_{C1}$  ; linha pontilhada -  $i_o$

(c) linha cheia -  $V_{C2}$

A única diferença entre a operação com  $f_s$  maior que  $f_0$  e a operação com  $f_s$  menor que  $f_0$  e maior que  $f_{02}$ , é a de que no primeiro caso o ângulo  $\phi$  será sempre maior que  $\pi/2$  ( $90^\circ$ ) e no segundo

ele será sempre menor que  $\pi/2$  ( $90^\circ$ ). Assim sendo as expressões obtidas no item 4.3 valem também para a operação do conversor LCC-PRC com  $f_s$  maior que  $f_0$ , mudando apenas o valor de partida do ângulo  $\phi$  para o cálculo do seu valor verdadeiro pelo método de Newton-Raphson.

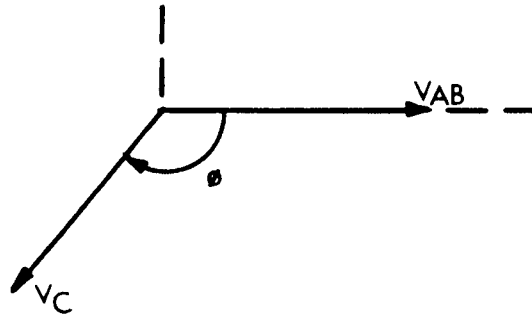


Fig. 4.10 - Diagrama fasorial do conversor LCC-PRC para  $f_s$  maior que  $f_0$ . ( $X_L > X_C$ )

#### 4.4.2 DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO $\phi$

Para determinação de um valor de partida do ângulo  $\phi$ , para  $f_s$  maior que  $f_0$ , tomar-se-á a expressão (4.23) fasorialmente e considera-se apenas a componente fundamental ( $n=1$ ) e a resistência  $R$  desprezível ( $R=0$ ).

Como DIF será sempre maior que zero, SIG é sempre positivo assim:

$$V_{C11} = 4X_{C11} [1 \mid \underline{-\pi} \mid \overline{-I_0} \mid X_{L1} - X_{C21} \mid \cdot \sqrt{C/L} \cdot \underline{-\phi - \pi/2}] / \pi Z \quad (4.32)$$

já que:

$\theta_{Z1}$  vale  $+\pi/2$  para  $f_s$  maior que  $f_0$  e  $R$  é igual a zero.

$\theta_{LC1}$  vale  $+\pi/2$  para  $R$  igual a zero.

Para  $R$  igual a zero,  $Z_{LC1}$  é igual a  $\sqrt{(X_{L1} - X_{C21})^2}$ , vale dizer que  $Z_{LC1} = \mid X_{L1} - X_{C21} \mid$ .

A expressão (4.32) levada a um diagrama fasorial é apresentada na figura 4.11.

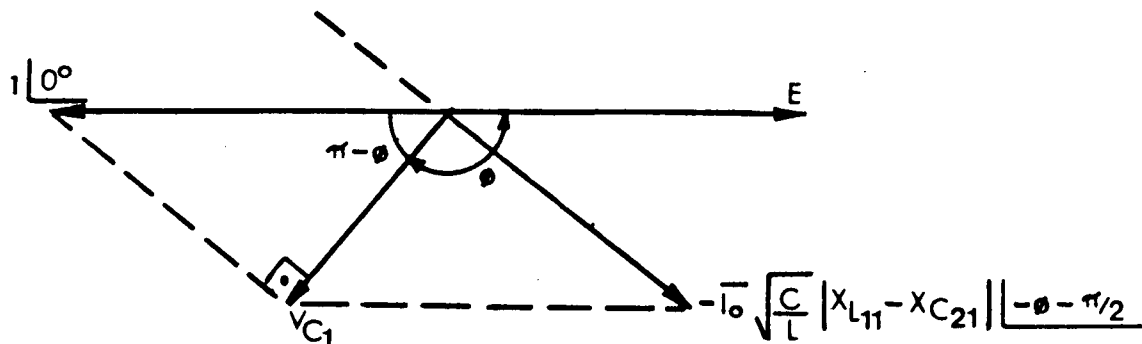


Fig. 4.11 - Diagrama fasorial da fundamental da tensão  $v_c(t)$  para  $f_s$  maior que  $f_0$ .

Da figura 4.11 pode-se deduzir:

$$\begin{aligned} \sin(\pi - \phi) &= \overline{I_0} |X_{L11} - X_{C21}| \cdot \sqrt{C/L} \\ \phi &= \pi - \sin^{-1} [\overline{I_0} |X_{L11} - X_{C21}| \cdot \sqrt{C/L}] \end{aligned} \quad (4.33)$$

Este valor de  $\phi$ , sempre maior que  $\pi/2$ , será o ângulo utilizado como valor de partida do método de Newton-Raphson a fim de calcularmos o valor verdadeiro do ângulo  $\phi$ .

#### 4.5 PROGRAMA PARA CÁLCULO DAS FORMAS DE ONDA E CARACTERÍSTICAS EXTERNAS DO CONVERSOR LCC-PRC.

No apêndice A deste trabalho é apresentado o algoritmo desenvolvido com as expressões determinadas neste capítulo para obtenção das formas de onda e características externas do conversor LCC-PRC. A partir deste algoritmo foi elaborado um programa computacional que permite a obtenção de resultados como os que são apresentados a seguir.

#### 4.6 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR LCC-PRC.

Os resultados apresentados a seguir foram obtidos pela simulação do conversor LCC-PRC utilizando-se o programa desenvolvido a partir do modelo proposto neste trabalho.

A simulação foi efetuada para frequência de chaveamento maior e menor que a frequência de ressonância para os seguintes dados:

$$L = 5,14 \mu\text{H}$$

$$C_1 = C_2 = 1,1 \mu\text{F}$$

$$R = 0,1 \Omega$$

$$E = 48 \text{ V}$$

$$I_o = 7 \text{ A} \text{ que resulta em } \overline{I_o} = 0,4458.$$

##### 4.6.1 SIMULAÇÃO PARA $f_s$ MENOR QUE $f_o$ .

As formas de onda da figura 4.12 são relativas a simulação com uma relação  $f_s/f_o$  de 0,6, que corresponde a  $f_s$  de 56,80KHz da simulação com o programa SACEC, cujos resultados são apresentados no início deste capítulo.

Já as formas de onda da figura 4.13 são referentes a simulação com uma relação  $f_s/f_o$  igual a 0,845, correspondente a  $f_s$  de 80KHz da simulação com o programa SACEC, cujos resultados também aparecem no início deste capítulo.

As curvas das figuras 4.12 e 4.13 tem no eixo horizontal a variação do ângulo  $\omega t$  em radianos.

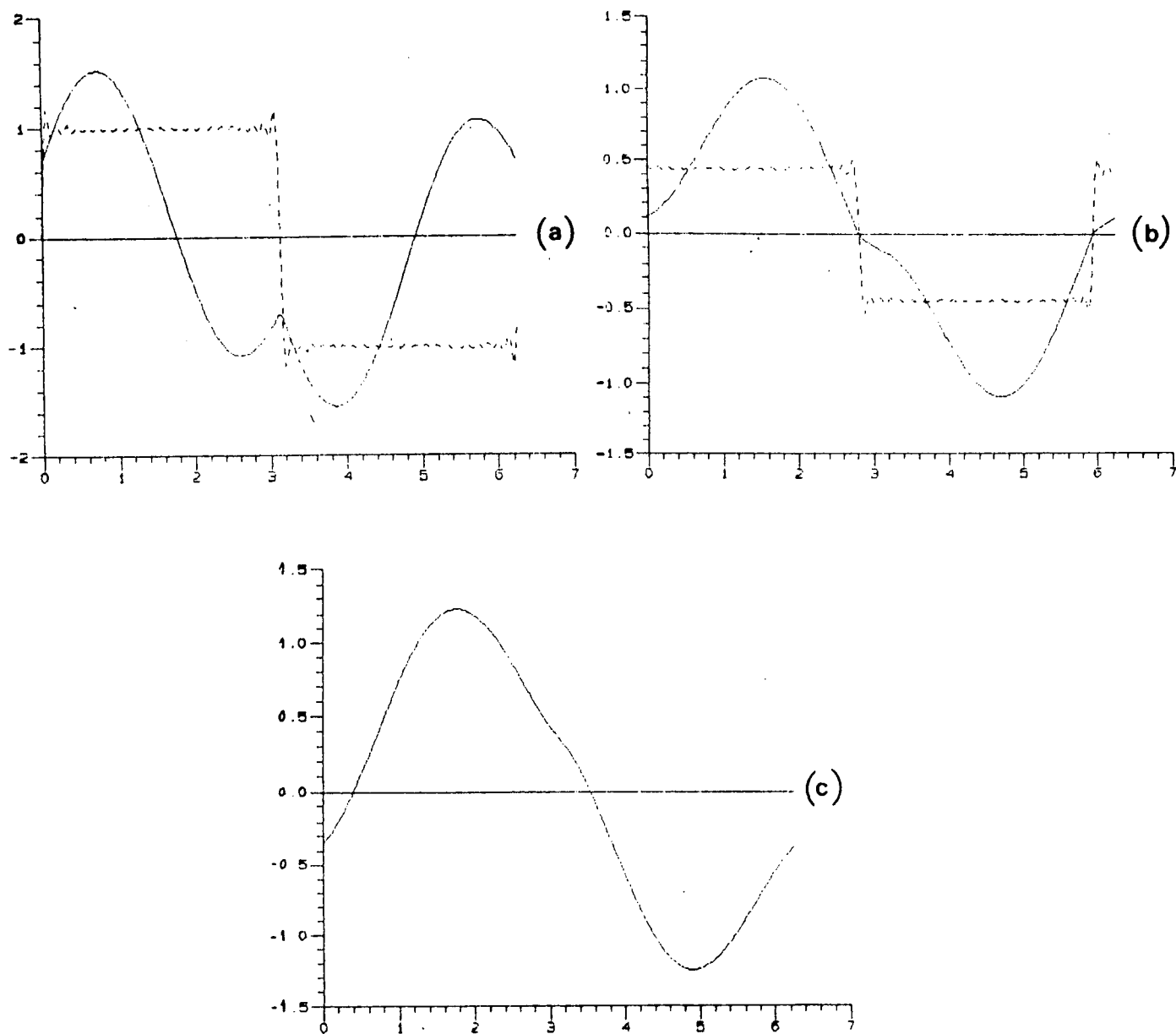


Fig. 4.12 - Formas de onda do conversor LCC-PRC para  $f_s$  menor que  $f_0$  (simulação com modelo para  $f_s=0,6f_0$ )

- (a) linha cheia -  $I_L$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$
- (b) linha cheia -  $V_{C1}$  ; linha pontilhada -  $\overline{i_o}$
- (c) linha cheia -  $V_{C2}$

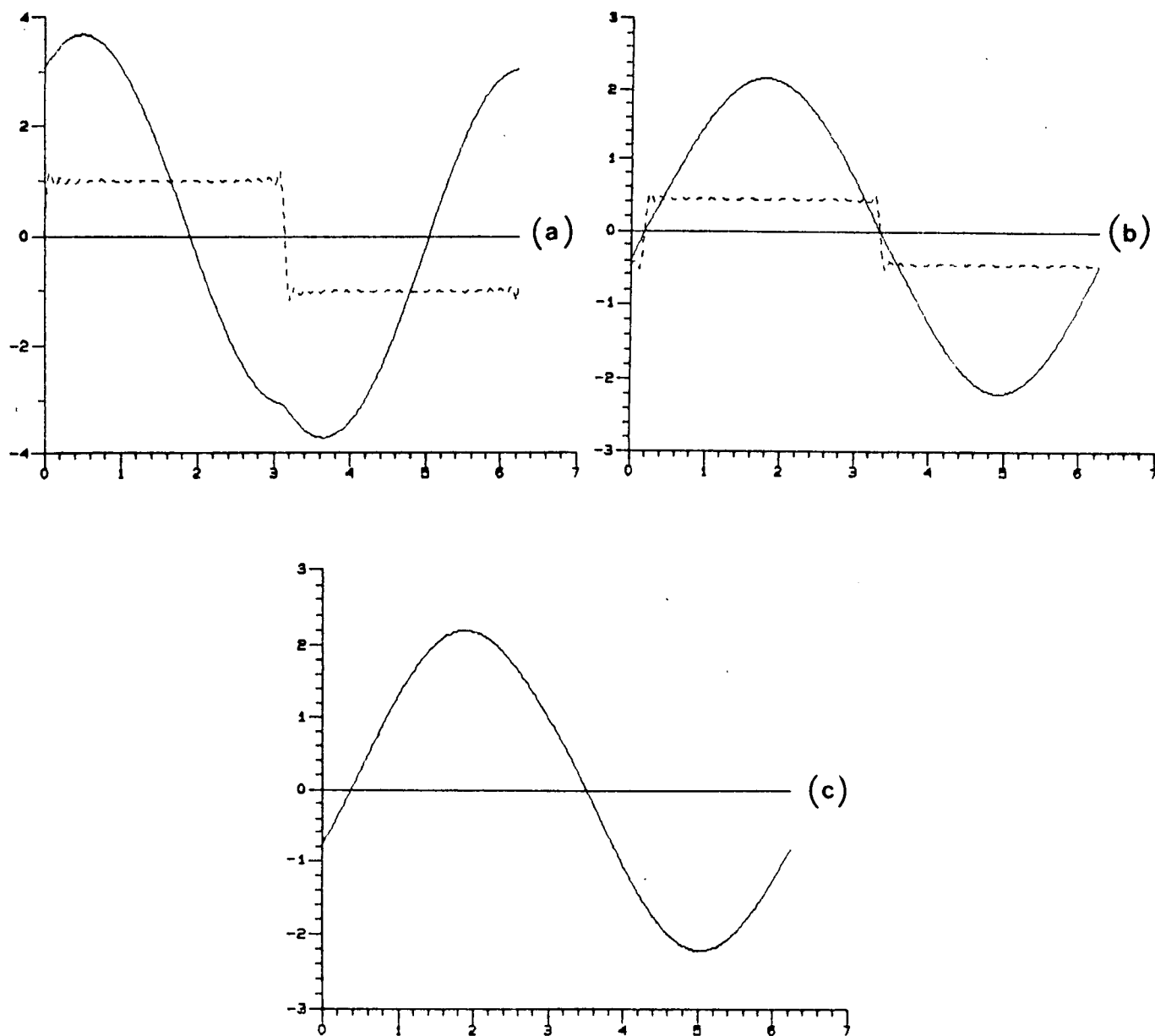


Fig. 4.13 - Formas de onda do conversor LCC-PRC para  $f_s$  menor que  $f_0$  (simulação com modelo para  $f_s=0,845f_0$ )

- (a) linha cheia -  $I_L$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$
- (b) linha cheia -  $V_{C1}$  ; linha pontilhada -  $\overline{i_o}$
- (c) linha cheia -  $V_{C2}$



No eixo vertical de ambas as figuras tem-se os valores normalizados:

$$I_L = i_L(t)/(E \sqrt{C/L}), V_{C1} = v_{C1}(t)/E, V_{C2} = v_{C2}(t), V_{AB} = v_{AB}(t)/E$$

e  $\bar{i}_o = i_o(t)/(E \sqrt{C/L})$ .

Na figura 4.12 a relação de frequência  $f_s/f_0$  utilizada resulta em uma frequência de operação  $f_s$  menor que  $f_{02}$ , assim sendo pode-se observar que a tensão  $V_C$  está adiantada em relação a  $V_{AB}$ , como era esperado.

Na figura 4.13 a relação de frequência  $f_s/f_0$  resulta em uma  $f_s$  maior que  $f_{02}$  e pode-se observar que a tensão  $V_C$  está atrasada em relação a  $V_{AB}$  de um ângulo  $\phi$  menor que  $\pi/2$ .

#### 4.6.2 SIMULAÇÃO PARA $f_s$ MAIOR QUE $f_0$

Para que fosse feita a simulação do conversor LCC-PRC utilizando o programa desenvolvido aqui, foi adotada uma relação  $f_s/f_0$  igual a 1,267, que corresponde a uma frequência de operação igual a 120KHz adotada para a simulação com o programa SACEC, cujos resultados são apresentados anteriormente, permitindo assim comparar os resultados obtidos.

Os resultados obtidos para simulação pelo programa desenvolvido a partir do método descrito neste trabalho podem ser observados na figura 4.14.

As curvas da figura 4.14 tem no eixo horizontal o ângulo  $\omega t$  em radianos e no eixo vertical os valores normalizados apresentados no item 4.6.1.

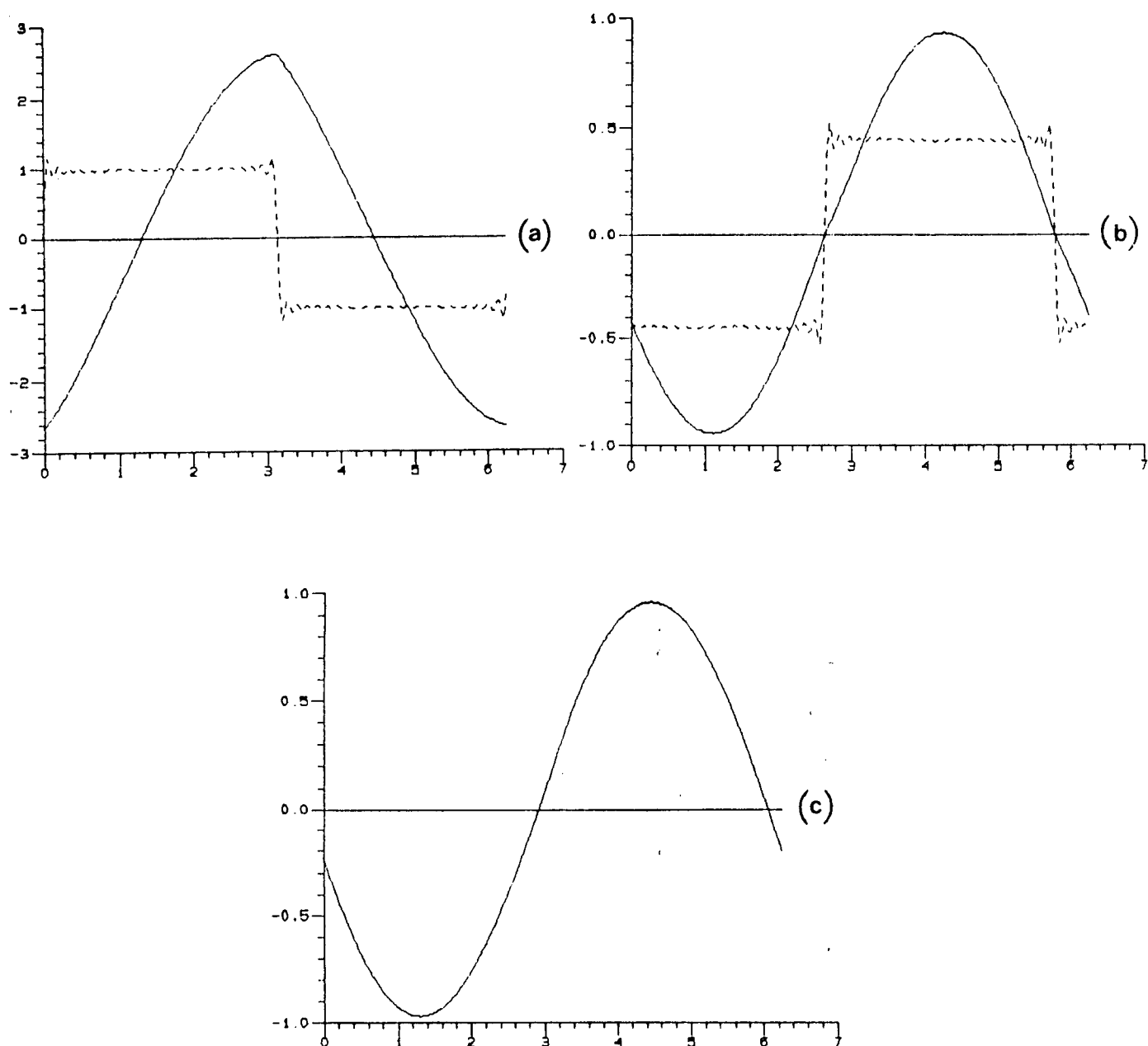


Fig. 4.14 - Formas de onda do conversor LCC-PRC para  $f_s$  maior que  $f_0$  (simulação com modelo para  $f_s = 1,267f_0$ )

(a) linha cheia -  $I_L$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$

(b) linha cheia -  $V_{C1}$  ; linha pontilhada -  $\overline{i_o}$

(c) linha cheia -  $V_{C2}$

Pode-se observar que o ângulo de atraso da tensão  $V_C$  em relação a tensão  $V_{AB}$  é maior que  $\pi/2$  como era previsto.

Os resultados obtidos pela simulação do modelo proposto (figuras 4.12 a 4.14) e os obtidos pela simulação com o programa SACEC (figuras 4.2, 4.3 e 4.9) são bastante semelhantes. As diferenças podem ser creditadas as aproximações que ambos os programas utilizam para obtenção dos seus resultados, como por exemplo, o modelo resistivo para as chaves no SACEC. As diferenças entre as formas de onda das tensões  $V_{AB}$  do SACEC e do modelo corre devido ao mau dimensionamento das resistências utilizadas para obtenção destas formas de onda no programa SACEC, sendo o resultado obtido pelo modelo mais próximo da realidade.

Estas diferenças no entanto não chegam a comprometer os resultados finais validando assim o modelo e o programa aqui obtidos para o conversor LCC-PRC.

#### 4.7 CARACTERÍSTICAS EXTERNAS DO CONVERSOR LCC-PRC ( $q \times \overline{I_0}$ ).

As características externas do conversor LCC-PRC, apresentadas a seguir, foram obtidas com o auxílio do programa elaborado a partir do algoritmo apresentado no apêndice A e que foi desenvolvido a partir do modelo proposto neste capítulo.

Na figura 4.15 tem-se as características externas do conversor LCC-PRC para  $f_s$  menor que  $f_0$  e na figura 4.16 para  $f_s$  maior que  $f_0$ . Em ambas as figuras as setas indicam o sentido de crescimento do ângulo  $\phi$ .

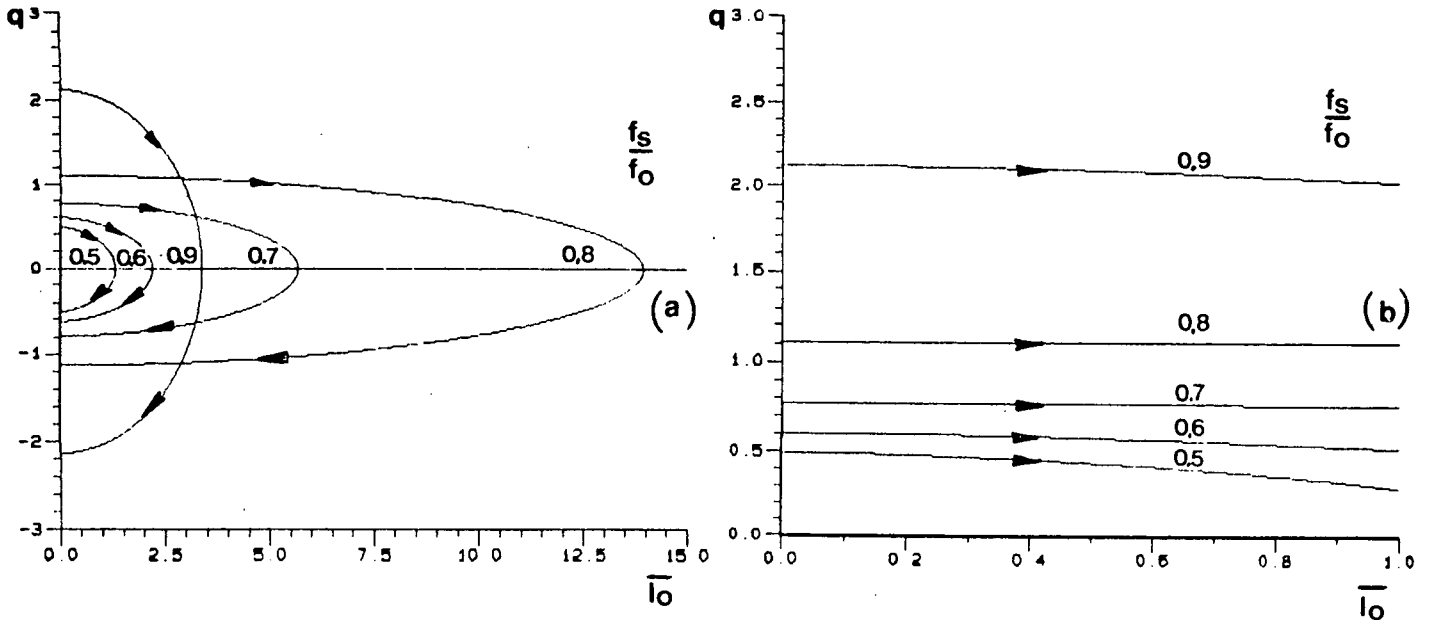


Fig. 4.15 - Característica externa do conversor LCC-PRC para  $f_s < f_0$ .

(a) Conversor reversível (b) Conversor não-reversível

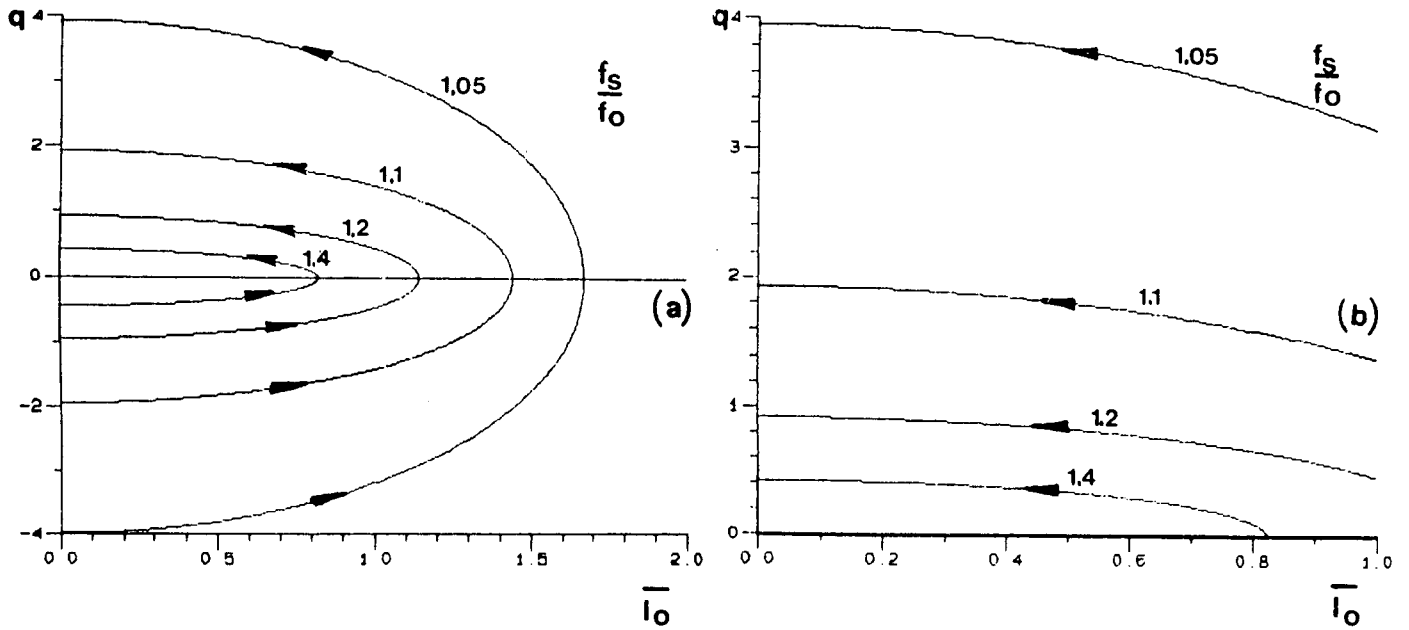


Fig. 4.16 - Característica externa do conversor LCC-PRC para  $f_s > f_0$ .

(a) Conversor reversível (b) Conversor não-reversível

Nas figuras 4.15(a) e 4.16(a) temos o ângulo  $\phi$  variando de 0 a  $\pi$ . Em ambas o primeiro quadrante significa operação do conversor no modo normal ou não-regenerativo e o segundo quadrante, operação no modo regenerativo, o que exige um estágio de saída reversível no conversor LCC-PRC.

Como nosso interesse maior é pelo modo não-regenerativo, são apresentadas nas figuras 4.15(b) e 4.16(b) as características externas do primeiro quadrante. Para  $f_s$  menor que  $f_0$ , o ângulo  $\phi$  varia em valores menores que  $\pi/2$  e, para  $f_s$  maior que  $f_0$ , o mesmo ângulo varia para valores maiores que  $\pi/2$ .

Observando as características externas apresentadas, nota-se que a medida que  $f_s$  se aproxima da  $f_{02}$  (relação  $f_s/f_0$  igual a 0,707), tem-se um comportamento do conversor como fonte de tensão, o que é desejável para uma boa regulação da tensão de saída. A medida que se afasta desta frequência a tendência é de diminuição da tensão de saída sempre que houver um aumento da corrente de saída.

A seguir pode-se observar nas figuras 4.17 e 4.18 as características externas do conversor LCC-PRC para curvas de ângulo  $\phi$  fixo e relação  $f_s/f_0$  variável.

As setas indicam o sentido de crescimento da relação  $f_s/f_0$ .

Na figura 4.17, característica externa para  $f_s$  menor que  $f_0$ , os ângulos  $\phi$  são menores que  $90^\circ$  ( $\pi/2$ ) porque correspondem ao funcionamento do conversor LCC-PRC no modo não-regenerativo. Da mesma forma na figura 4.18 são apresentados ângulos maiores que  $90^\circ$  ( $\pi/2$ ) pois, para o LCC-PRC operando com  $f_s$  maior que  $f_0$ , estes ângulos representam operação neste mesmo modo de funcionamento.

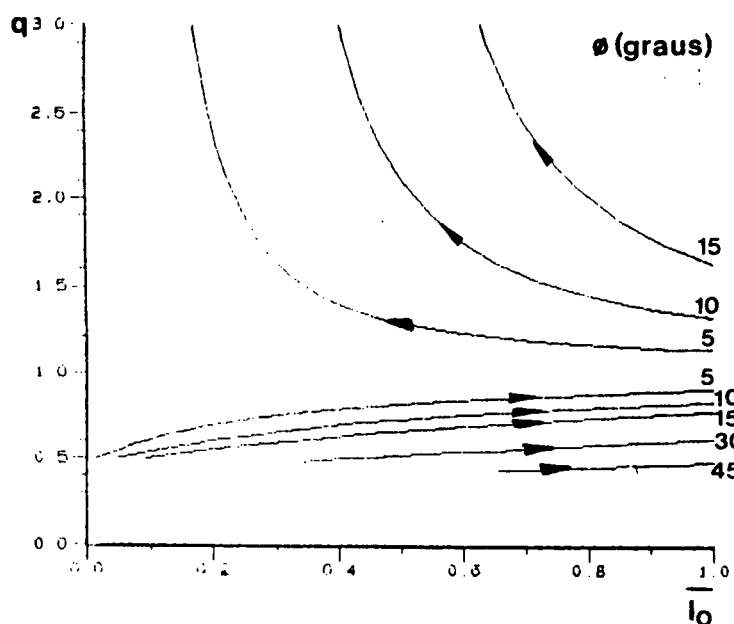


Fig. 4.17 - Característica externa do conversor LCC-PRC para ângulo  $\phi$  constante e  $f_s < f_0$ .

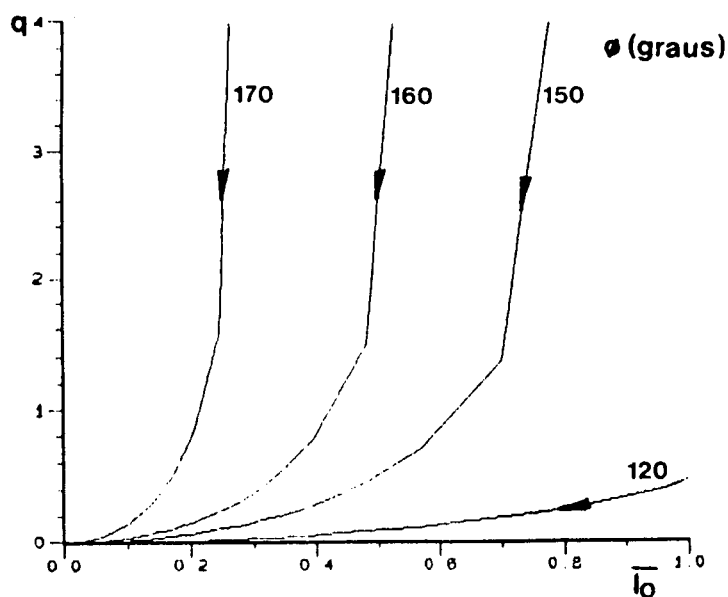


Fig. 4.18 - Característica externa do conversor LCC-PRC para ângulo  $\phi$  constante e  $f_s > f_0$ .

A figura 4.17 apresenta para um mesmo ângulo  $\phi$  um crescimento da tensão para um aumento da corrente até a relação  $f_s/f_0$  se aproximar da  $f_{02}$ , a partir daí ocorre um crescimento da tensão

para uma diminuição da corrente.

A figura 4.18 apresenta por sua vez para um mesmo ângulo  $\phi$  uma diminuição da tensão de saída para uma diminuição da corrente de saída.

Uma análise mais detalhada destas características externas, a luz dos métodos de controle do fluxo de potência que podem ser empregados para obtenção de regulação da tensão de saída, será apresentada no capítulo 6 do presente trabalho.

#### 4.8 CONCLUSÕES

Através de uma nova metodologia de modelização foram obtidas expressões para o conversor LCC-PRC que resultaram na elaboração de um programa que permite obter as formas de onda e características externas deste conversor para frequência de operação maior ou menor que a frequência de ressonância.

Os resultados obtidos por este programa foram comparados aos resultados obtidos por outro programa já comprovado experimentalmente, apresentando diferenças que podem ser atribuídas às aproximações as quais os dois programas lançam mão, permitindo validar o método aqui estudado para obtenção de curvas que permitam analisar o funcionamento do conversor LCC-PRC.

As características externas obtidas e apresentadas neste capítulo auxiliarão na análise do controle do fluxo de potência deste e de outros conversores ressonantes.

## CAPITULO 5

### ANALISE DO CONVERSOR SÉRIE-RESSONANTE COM DOIS INDUTORES

#### (LLC-SRC)

#### MÉTODO NO DOMINIO DA FREQUÊNCIA

### 5.1 INTRODUÇÃO

Como mostrado nos capítulos anteriores, a boa performance dos conversores ressonantes no que concerne a redução de volume, custos e perdas em conversores estáticos tem levado ao estudo das estruturas série e paralelo ressonantes convencionais e à análise de novas topologias com mais de dois componentes reativos no seu circuito tanque. Assim sendo, tem-se conhecimento na literatura de estudos de conversores paralelo ressonante tipo LC, LCC e até LLC e de conversores série ressonante tipo LC.

Apresenta-se neste capítulo a análise de uma estrutura julgada nova, pois não se possui nenhum registro da mesma na literatura: o conversor série ressonante tipo LLC ou seja um conversor série ressonante com dois indutores e um capacitor em seu circuito tanque.

Da análise que é apresentada neste capítulo retiraremos um modelo do conversor série ressonante LLC, que permite gerar um programa de simulação que fornece as principais formas de onda e, principalmente, as suas características externas para futura análise sobre o controle do seu fluxo de potência.



## 5.2 ESTRUTURA DO CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE LLC (LLC-SRC)

A estrutura básica de um conversor LLC-SRC que possui dois indutores e um capacitor no seu circuito tanque é apresentada na figura 5.1.

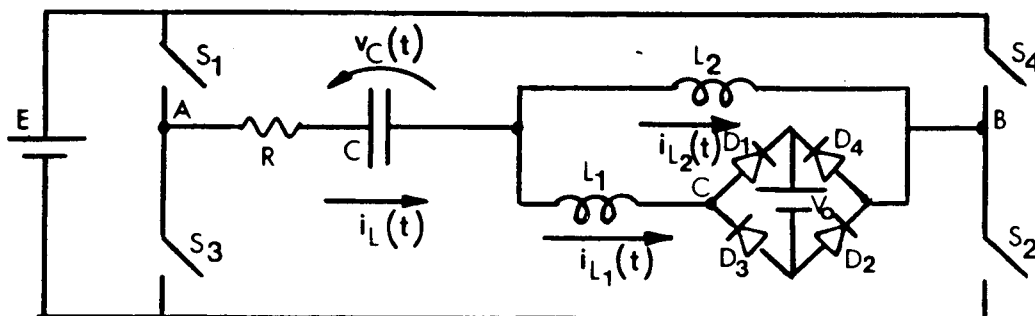


Fig. 5.1 - Estrutura do conversor LLC-SRC

Define-se a frequência de ressonância ( $f_0$ ) deste conversor como sendo:

$$f_0 = 1/(2\pi \sqrt{LC}) \quad (5.1)$$

onde:

$$L = (L_1 \cdot L_2) / (L_1 + L_2) \quad (5.2)$$

## 5.3 ANÁLISE PARA OPERAÇÃO COM FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO ABAIXO DA RESSONÂNCIA ( $f_s < f_0$ )

### 5.3.1 DETERMINAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA

Com o auxílio do programa SACEC foi feito um levantamento das formas de onda do circuito ressonante, para a estrutura da figura 5.1 operando com frequência de chaveamento ( $f_s$ ) menor que a

frequência de ressonância. Estas formas de onda são apresentadas nas figuras 5.2 e 5.3 e foram obtidas para os seguintes dados:

$L_1 = L_2 = 10,28 \mu\text{H}$ ,  $C = 0,55 \mu\text{F}$ ,  $R = 0,01 \Omega$ ,  $E = 48 \text{ V}$  e  $V_0 = 30 \text{ V}$ .

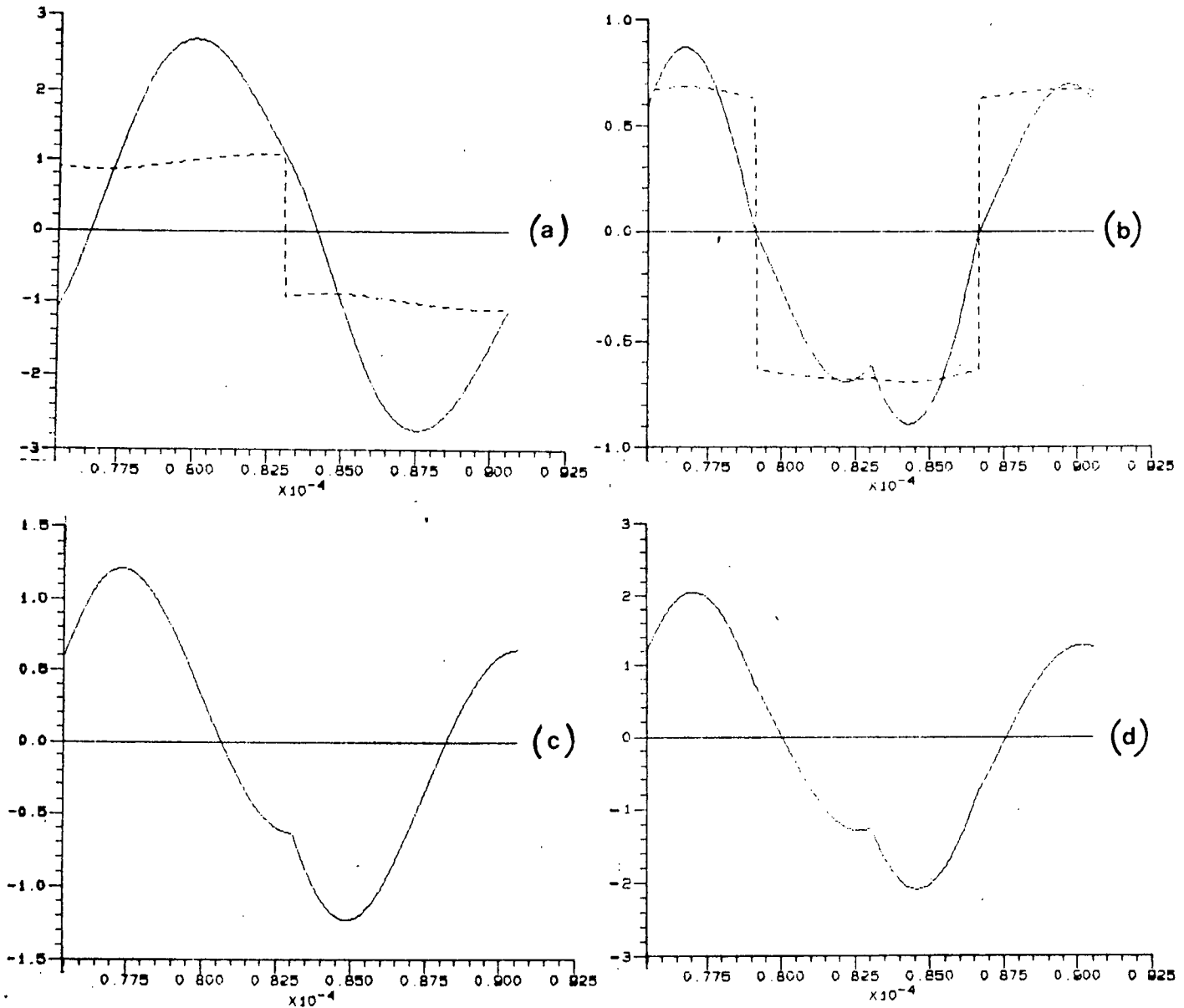


Fig. 5.2 - Formas de onda do conversor LLC-SRC para  $f_s$  menor que  $f_0$  (simulação com SACEC para  $f_s = 0,7f_0$ ).

(a) linha cheia -  $V_C$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$

(b) linha cheia -  $I_{L1}$  ; linha pontilhada -  $V_{CB}$

(c) linha cheia -  $I_{L2}$

(d) linha cheia -  $I_L$

Na figura 5.2 os resultados foram obtidos para uma frequência  $f_s$  de 66,260KHz que resulta em uma  $f_s/f_0$  igual a 0,7.

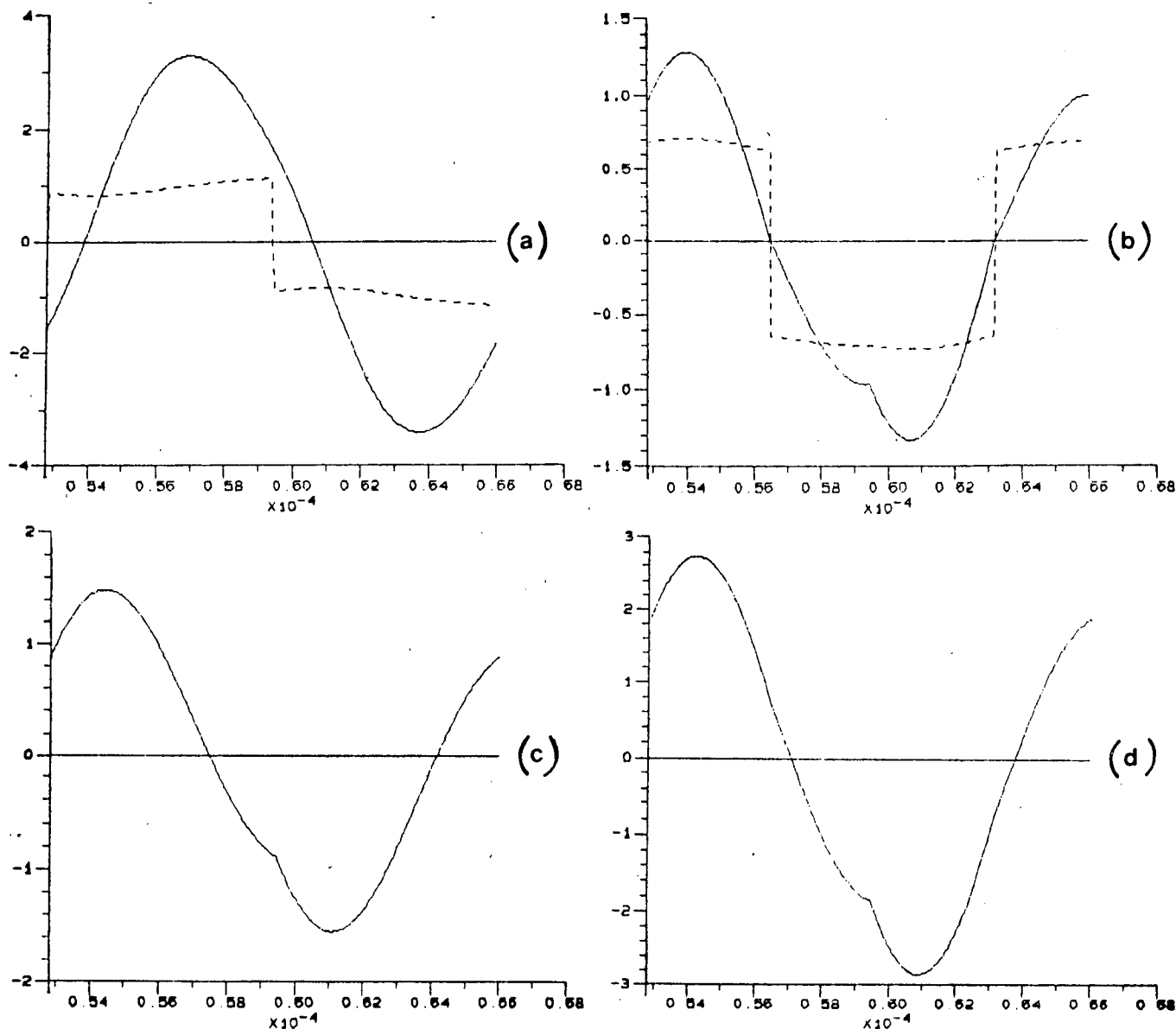


Fig. 5.3 - Formas de onda do conversor LLC-SRC para  $f_s$  menor que  $f_0$  (simulação com SACEC para  $f_s=0,8f_0$ ).

(a) linha cheia -  $V_C$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$

(b) linha cheia -  $I_{L1}$  ; linha pontilhada -  $V_{CB}$

(c) linha cheia -  $I_{L2}$

(d) linha cheia -  $I_L$

Na figura 5.3 são apresentados os resultados para uma simulação com frequência de operação de 75,726KHz que resulta em uma relação  $f_s/f_0$  de 0,8.

Em ambas as figuras no eixo horizontal tem-se o tempo  $t$  em segundos e no eixo vertical tem-se os valores normalizados de corrente e tensão que são:

$$I_{L1} = i_{L1}(t)/(E \sqrt{C/L}), I_{L2} = i_{L2}(t)/(E \sqrt{C/L}), I_L = i_L(t)/(E \sqrt{C/L}), \\ V_C = v_C(t)/E, V_{AB} = v_{AB}(t)/E \text{ e } V_{CB} = v_{CB}(t)/E.$$

Pode-se observar nas figuras 5.2 e 5.3 que a corrente  $I_{L1}$  e a tensão  $V_{CB}$  estão adiantadas em relação a fundamental da tensão  $V_{AB}$  de um ângulo que denominou-se de  $\phi$ . Isto se deve a predominância da reatância capacitiva  $X_C$  sobre a reatância indutiva equivalente  $X_L$  para  $f_s$  menor que  $f_0$ .

Porém observa-se também que, para  $f_s$  igual a  $0,7f_0$ , figura 5.2, o ângulo  $\phi$  é maior que  $\pi/2$  e, para  $f_s$  igual a  $0,8f_0$ , figura 5.3, o ângulo  $\phi$  é menor que  $\pi/2$ . Para explicar-se este fenômeno define-se primeiro a frequência  $f_{02}$ .

$$f_{02} = 1/(2\pi\sqrt{L_2C}) \quad (5.3)$$

Assim, quando a frequência de chaveamento  $f_s$  é maior que  $f_{02}$ , a corrente  $I_{L1}$  estará adiantada em relação a fundamental da tensão  $V_{AB}$  de um ângulo menor que  $\pi/2$ .

Já quando a frequência  $f_s$  é menor que  $f_{02}$ , a corrente  $I_{L1}$  estará adiantada da tensão  $V_{AB}$  de um ângulo maior que  $\pi/2$ .

Os diagramas fasoriais do conversor LLC-SRC operando com  $f_s$  menor que  $f_0$  são apresentados nas figuras 5.4 e 5.5.

O ângulo  $\phi$  que pode ser observado nas figuras 5.2 a 5.5 será utilizado na modelização do conversor LLC-SRC a seguir.

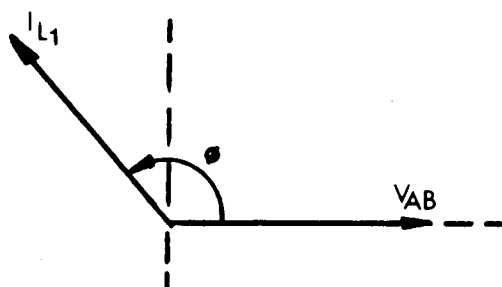


Fig. 5.4 - Diagrama fasorial do conversor LLC-SRC para  $f_s$  menor que  $f_0$  e menor que  $f_{02}$ .

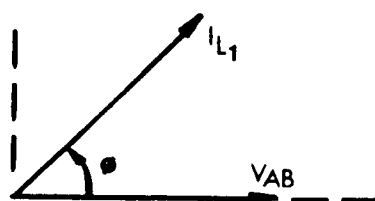


Fig. 5.5 - Diagrama fasorial do conversor LLC-SRC para  $f_s$  menor que  $f_0$  e maior que  $f_{02}$ . ( $X_C > X_L$ )

### 5.3.2 DETERMINAÇÃO DO MODELO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO

A observação das formas de onda, obtidas pela simulação com o programa SACEC, permite deduzir um modelo simplificado para o conversor que auxiliará no levantamento de expressões que forneçam as curvas do circuito ressonante e as características externas do conversor LLC-SRC.

Na figura 5.6 é apresentado este modelo que tem como entrada a tensão quadrada  $v_{AB}(t)$  e no estágio de saída a tensão qua-

drada  $v_{CB}(t)$ .

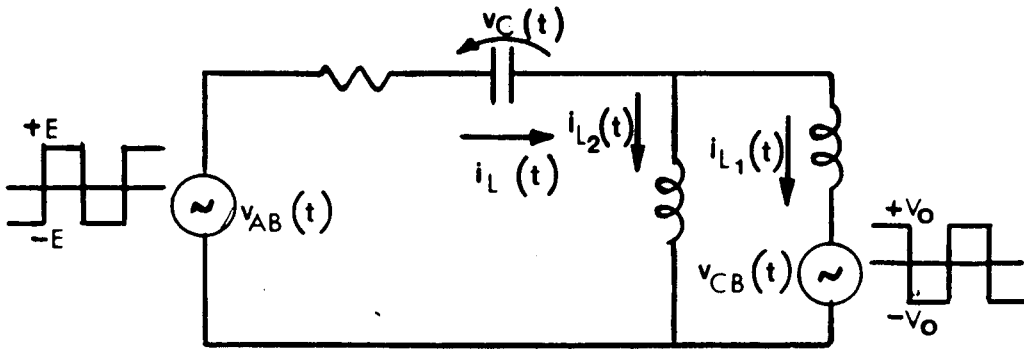


Fig. 5.6 - Modelo equivalente simplificado do conversor LLC-SRC.

As tensões  $v_{AB}(t)$  e  $v_{CB}(t)$  são a representação das fontes  $E$  e  $V_O$  sob ação das chaves controladas ( $S_1$ - $S_4$ ) e dos diodos ( $D_1$ - $D_4$ ) respectivamente.

A resistência  $R$  é considerada muito pequena e provém dos enrolamentos das duas indutâncias. Ela irá auxiliar na determinação do ângulo  $\phi$  e no levantamento das expressões do conversor aqui estudado.

As tensões  $v_{AB}(t)$  e  $v_{CB}(t)$  podem ser definidas pelas seguintes séries de Fourier:

$$v_{AB}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4E \sin(n\omega t)/n\pi \quad (5.4)$$

$$v_{CB}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4V_O \sin(n\omega t + n\phi)/n\pi \quad (5.5)$$

onde " $n$ " é a ordem da harmônica. Aqui todos os " $n$ " são ímpares pois não existem harmônicas pares nestas séries.

Com o modelo da figura 5.6 e as expressões (5.4) e (5.5) pode-se determinar as expressões de tensão e corrente do circuito ressonante.

### 5.3.3 DETERMINAÇÃO DAS EXPRESSÕES DO CIRCUITO RESSONANTE

A resolução do circuito pelo princípio da superposição permite determinar as expressões de tensão e corrente do conversor LLC-SRC.

Tomando-se a harmônica de ordem  $n$  fasorialmente:

$$\mathbf{I}_{L1n} = \{X_{L2n} \mathbf{V}_{ABn} - [X_{L2n} - X_{Cn} - jR] \mathbf{V}_{CBn}\} / \{(X_{L2n} + X_{L1n}) [R + j(X_{L1n} // X_{L2n} - X_{Cn})]\} \quad (5.6)$$

$$\mathbf{I}_{L2n} = \{X_{L1n} \mathbf{V}_{ABn} - [X_{Cn} + jR] \mathbf{V}_{CBn}\} / \{(X_{L2n} + X_{L1n}) [R + j(X_{L1n} // X_{L2n} - X_{Cn})]\} \quad (5.7)$$

$$\mathbf{I}_{Ln} = \{\mathbf{V}_{ABn} - [X_{L2n} / (X_{L2n} + X_{L1n})] \mathbf{V}_{CBn}\} / \{[R + j(X_{L1n} // X_{L2n} - X_{Cn})]\} \quad (5.8)$$

$$\mathbf{V}_{Cn} = \{-jX_{Cn} \mathbf{V}_{ABn} - jX_{Cn} [-X_{L2n} / (X_{L1n} + X_{L2n})] \mathbf{V}_{CBn}\} / \{[R + j(X_{L1n} // X_{L2n} - X_{Cn})]\} \quad (5.9)$$

Levando as expressões para o domínio do tempo e aplicando o teorema da superposição tem-se:

$$i_{L1}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4 \{EX_{L2n} \sin(n\omega t - \theta_{zn}) - V_o Z_{LCn} \sin(n\omega t + n\phi + \theta_{LCn} - \theta_{zn})\} / (n\pi Z_n X_{Sn}) \quad (5.10)$$

$$i_{L2}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4 \{EX_{L1n} \sin(n\omega t - \theta_{zn}) - V_o Z_{Rn} \sin(n\omega t + n\phi + \theta_{Rn} - \theta_{zn})\} / (n\pi Z_n X_{Sn}) \quad (5.11)$$

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4 \{E \sin(n\omega t - \theta_{zn}) - [V_o X_{L2n} \sin(n\omega t + n\phi - \theta_{zn})] / X_{Sn}\} / (n\pi Z_n) \quad (5.12)$$

$$v_C(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4X_{Cn}}{n\pi Z_n} \{E \sin(n\omega t - \pi/2 - \theta_{zn}) - [V_o X_{L2n} \sin(n\omega t + n\phi - \pi/2 - \theta_{zn})] / X_{Sn}\} \quad (5.13)$$

onde:

$$Z_n = \sqrt{R^2 + (X_{L1n} // X_{L2n} - X_{Cn})^2} \quad (5.14)$$

$$\theta_{zn} = \tan^{-1} [(X_{L1n} // X_{L2n} - X_{Cn}) / R] \quad (5.15)$$

$$Z_{LCn} = \sqrt{R^2 + (X_{L2n} - X_{Cn})^2} \quad (5.16)$$

$$\theta_{LCn} = \tan^{-1} [-R / (X_{L2n} - X_{Cn})] \quad (5.17)$$

$$Z_{Rn} = \sqrt{R^2 + X_{Cn}^2} \quad (5.18)$$

$$\theta_{Rn} = \text{tg}^{-1} (R/X_{Cn}) \quad (5.19)$$

$$X_{L1n} // X_{L2n} = (X_{L1n} \cdot X_{L2n}) / (X_{L1n} + X_{L2n}) \quad (5.20)$$

$$X_{Sn} = X_{L1n} + X_{L2n} \quad (5.21)$$

$$X_{L1n} = n\omega L_1 \quad (5.22)$$

$$X_{L2n} = n\omega L_2 \quad (5.23)$$

$$X_{Cn} = 1/n\omega C \quad (5.24)$$

Para efetuar a normalização das expressões temporais faz-se:

$$V_b = E$$

$Z_b = \sqrt{L/C}$  que é a impedância característica do circuito ressonante.

$$I_b = V_b/Z_b = E \sqrt{C/L}$$

Assim tem-se as seguintes expressões normalizadas:

$$I_{L1} = \sum_{n=1}^{\infty} 4\sqrt{L/C} \{X_{L2n} \text{sen}(n\omega t - \theta_{zn}) - qZ_{LCn} \text{sen}(n\omega t + n\phi + \theta_{LCn} - \theta_{zn})\} / (n\pi Z_n X_{Sn}) \quad (5.25)$$

$$I_{L2} = \sum_{n=1}^{\infty} 4\sqrt{L/C} \{X_{L1n} \text{sen}(n\omega t - \theta_{zn}) - qZ_{Rn} \text{sen}(n\omega t + n\phi + \theta_{Rn} - \theta_{zn})\} / (n\pi Z_n X_{Sn}) \quad (5.26)$$

$$I_L = \sum_{n=1}^{\infty} 4\sqrt{L/C} \{ \text{sen}(n\omega t - \theta_{zn}) - [qX_{L2n} \text{sen}(n\omega t + n\phi - \theta_{zn})] / X_{Sn} \} / (n\pi Z_n) \quad (5.27)$$

$$V_C = \sum_{n=1}^{\infty} 4X_{Cn} \{ \text{sen}(n\omega t - \pi/2 - \theta_{zn}) - [qX_{L2n} \text{sen}(n\omega t + n\phi - \pi/2 - \theta_{zn})] / X_{Sn} \} / (n\pi Z_n) \quad (5.28)$$

nas quais:

$$I_{L1} = i_{L1}(t)/E\sqrt{C/L}, \quad I_{L2} = i_{L2}(t)/E\sqrt{C/L}, \quad I_L = i_L(t)/E\sqrt{C/L}, \quad q = V_o/E$$

e  $V_C = v_C(t)/E$ .

Com as expressões acima pode-se determinar numericamente as formas de onda do conversor LLC-SRC.



#### 5.3.4 DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO $\phi$

Para que se possa resolver as expressões de tensão e corrente deduzidas deve-se determinar o valor do ângulo  $\phi$  que não é conhecido. Para isso determina-se uma expressão que é obtida da observação das formas de onda das figuras 5.2 e 5.3, onde nota-se que para  $\omega t$  igual a  $-\phi$ , a corrente  $I_{L1}$  vale zero.

Assim tomando a expressão (5.25) e fazendo  $\omega t$  igual a  $-\phi$  e  $I_{L1}$  igual a zero obtem-se:

$$\sum_{n=1}^{\infty} \{X_{L2n} \sin(-n\phi - \theta_{zn}) - qZ_{LCn} \sin(\theta_{LCn} - \theta_{zn})\} / (nZ_n X_{Sn}) = 0 \quad (5.29)$$

Como a expressão (5.29) é não linear, utiliza-se o método de Newton-Raphson [14] para obter-se a sua solução numericamente e encontrar o valor do ângulo  $\phi$ .

$$F(\phi) = \sum_{n=1}^{\infty} \{X_{L2n} \sin(-n\phi - \theta_{zn}) - qZ_{LCn} \sin(\theta_{LCn} - \theta_{zn})\} / (nZ_n X_{Sn})$$

Sua derivada vale:

$$F'(\phi) = -\sum_{n=1}^{\infty} \{X_{L2n} \cos(-n\phi - \theta_{zn})\} / (Z_n X_{Sn})$$

E a fórmula de Newton-raphson fica sendo:

$$\phi_{i+1} = \phi_i + \frac{\sum_{n=1}^{\infty} [X_{L2n} \sin(-n\phi_i - \theta_{zn}) - qZ_{LCn} \sin(\theta_{LCn} - \theta_{zn})] / (nZ_n X_{Sn})}{\sum_{n=1}^{\infty} [X_{L2n} \cos(-n\phi_i - \theta_{zn})] / (Z_n X_{Sn})} \quad (5.30)$$

Esta é a expressão que utilizada para calcular numericamente o valor de  $\phi$ .

Para que a expressão (5.30) possa ser resolvida precisa-se obter um valor de partida para o ângulo  $\phi$ . Para isso, toma-se

apenas a componente fundamental da corrente  $I_L$  ( $n=1$ ) e despreza-se o valor da resistência  $R$  ( $R=0$ ). Assim da expressão (5.25) obtém-se a seguinte expressão fasorial:

$$I_{L11} = 4 \sqrt{L/C} [X_{L21} \angle +\pi/2 - q(X_{L21} - X_{C1}) \angle \phi + \pi/2] / (\pi Z_1 X_{S1}) \quad (5.31)$$

onde:

O ângulo  $\theta_{Z1}$  vale  $(-\pi/2)$  devido a predominância de  $X_C$  sobre  $X_L$  quando  $f_s$  é menor que  $f_0$  e  $R$  é igual a zero.

O ângulo  $\theta_{LC1}$  vale zero para  $R$  igual a zero.

Levando a expressão (5.31) a um diagrama fasorial tem-se:

Para  $X_{L21}$  maior que  $X_C$  ( $f_s$  maior que  $f_{02}$ ).

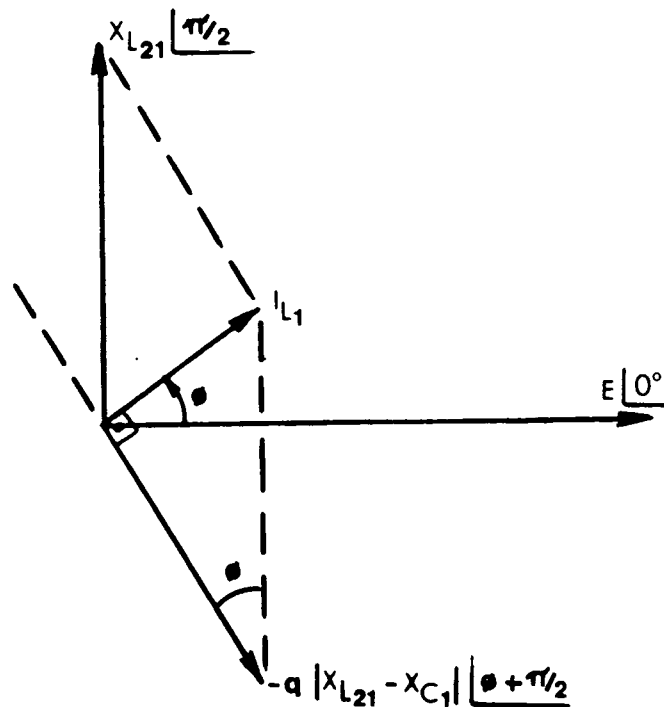


Fig. 5.7 - Diagrama fasorial da fundamental da corrente  $I_{L1}$  para  $f_s$  menor que  $f_0$  e maior que  $f_{02}$ .

Na figura 5.7 pode-se observar que  $\phi$  é menor que  $\pi/2$ .

Para  $X_{L21}$  menor que  $X_{C1}$  ( $f_s$  menor que  $f_{02}$ ).

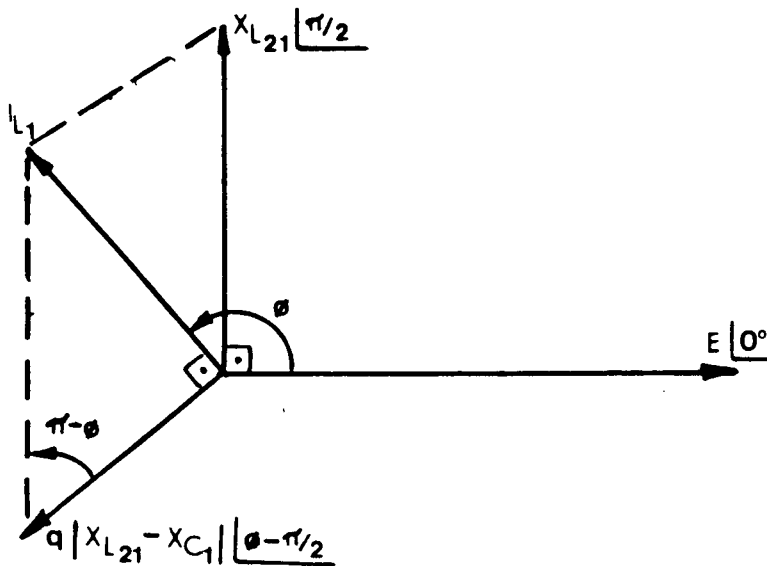


Fig. 5.8 - Diagrama fasorial da fundamental da corrente  $I_{L1}$  para  $f_s$  menor que  $f_0$  e menor que  $f_{02}$ .

Na figura 5.8 o ângulo  $\phi$  é maior que  $\pi/2$ .

Da figura 5.7 pode-se tirar que:

$$\cos \phi = q |X_{L21} - X_{C1}| / X_{L21}$$

e da figura 5.8 que:

$$\cos(\pi - \phi) = q |X_{L21} - X_{C1}| / X_{L21}$$

Sabendo que  $\cos(\pi - \phi)$  é igual a  $-\cos\phi$  pode-se unificar as expressões acima em uma única expressão.

$$\cos \phi = q(X_{L21} - X_{C1}) / X_{L21}$$

Resultando em:

$$\phi = \cos^{-1} (q(X_{L21} - X_{C1}) / X_{L21}) \quad (5.32)$$

Com a expressão (5.32) pode-se determinar um valor aproximado para  $\phi$ , que será utilizado como valor de partida do método de Newton-Raphson para o cálculo do valor verdadeiro do ângulo  $\phi$ .

### 5.3.5 DETERMINAÇÃO DA CARACTERÍSTICA EXTERNA DO CONVERSOR LC-SRC.

Para determinar a expressão que fornecerá a característica externa deste conversor, deve-se determinar a expressão do valor médio da corrente  $I_{L_1}$  retificada.

Assim:

$$\overline{I_o} = (1/\pi) \int_{-\phi}^{\pi-\phi} I_{L_1} dwt$$

A solução desta integral levando-se em consideração que "n" sempre será ímpar resulta em:

$$\overline{I_o} = \sum_{n=1}^{\infty} 8 \sqrt{L/C} \{ X_{L_{2n}} \cos(-n\phi - \theta_{z_n}) - q Z_{LC_n} \cos(\theta_{LC_n} - \theta_{z_n}) \} / \{ (n\pi)^2 Z_n X_{S_n} \} \quad (5.33)$$

onde:

$$\overline{I_o} = I_o / (E \sqrt{C/L}) \quad \text{e} \quad q = V_o / E .$$

Com esta expressão pode-se traçar, com auxílio de um computador, a característica externa do conversor LLC-SRC.

#### 5.4 ANÁLISE PARA OPERAÇÃO COM FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO ACIMA DA RESSONÂNCIA ( $f_s > f_0$ ).

##### 5.4.1 DETERMINAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA

Utilizando o programa SACEC foi efetuado um levantamento das formas de onda do circuito ressonante para a estrutura da figura 5.1 operando com frequência de chaveamento maior que a frequência de ressonância.

Esta simulação foi feita com uma frequência de chaveamento de 123KHz, que resulta em uma relação  $f_s/f_0$  de 1,3 e com os seguintes dados:

$L_1 = L_2 = 10,28 \mu\text{H}$ ,  $C = 0,55 \mu\text{F}$ ,  $R = 0,01 \Omega$ ,  $E = 48 \text{ V}$  e  $V_0 = 30 \text{ V}$ .

As formas de onda obtidas na simulação são apresentadas na figura 5.9, onde tem-se no eixo horizontal o tempo  $t$  em segundos e no eixo vertical, os valores normalizados:

$$I_{L1} = i_{L1}(t)/(E \sqrt{C/L}), \quad I_{L2} = i_{L2}(t)/(E \sqrt{C/L}), \quad V_C = v_C(t)/E,$$

$$V_{AB} = v_{AB}(t)/E \text{ e } V_{CB} = v_{CB}(t)/E.$$

Da figura 5.9 pode-se tirar que, para  $f_s$  maior que  $f_0$ , a corrente  $I_{L1}$  e a tensão  $V_{CB}$  estão atrasadas da fundamental da tensão  $V_{AB}$ , isto se deve a predominância da reatância  $X_L$  sobre a reatância  $X_C$ .

O ângulo de defasamento entre  $I_{L1}$  e  $V_{AB}$ , denominado de  $\phi$ , pode ser observado também no diagrama fasorial da figura 5.10.

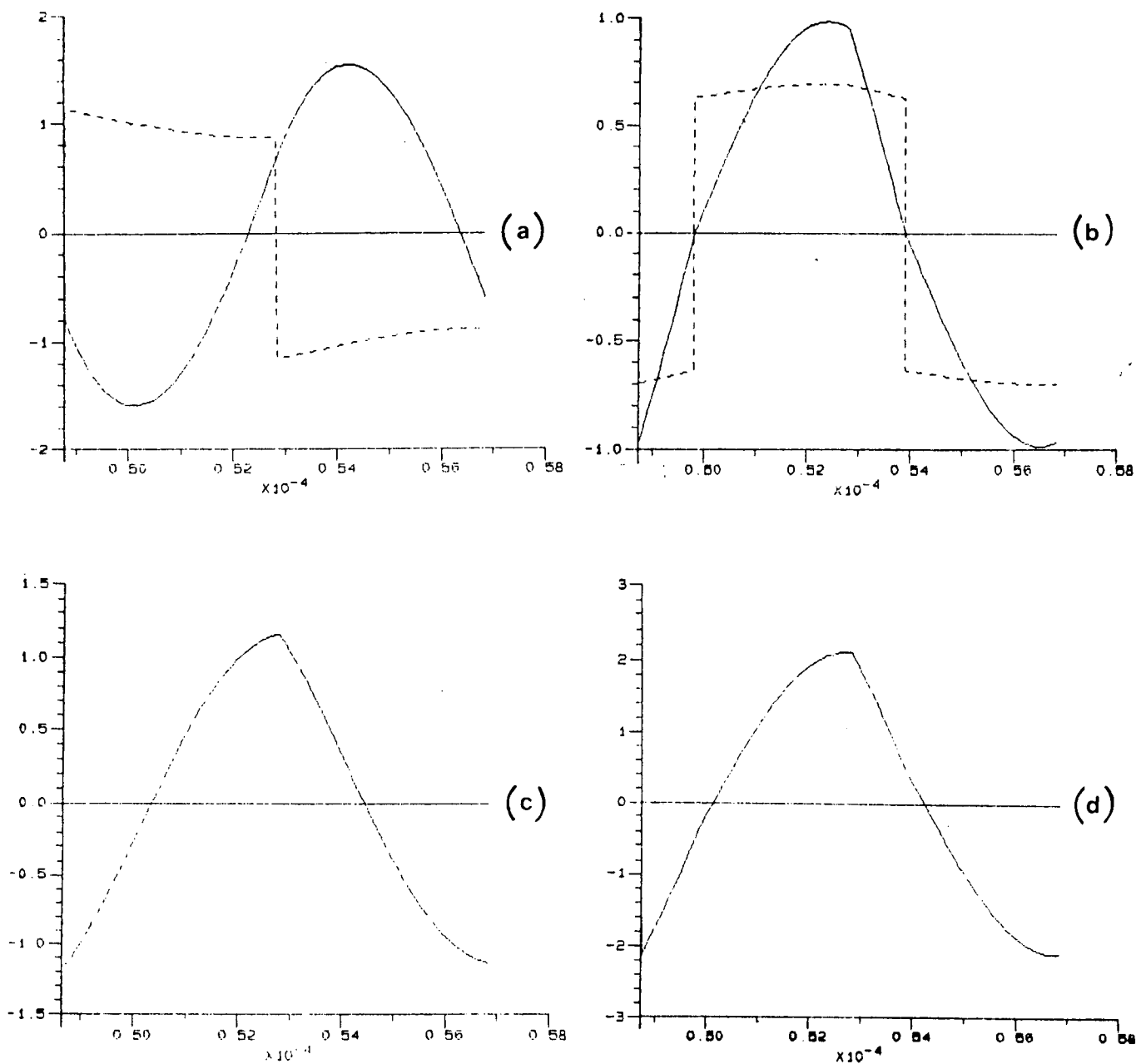


Fig. 5.9 - Formas de onda do conversor LLC-SRC para  $f_s$  maior que  $f_0$  (simulação com SACEC para  $f_s=1,3f_0$ ).

- (a) linha cheia -  $V_C$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$
- (b) linha cheia -  $I_{L1}$  ; linha pontilhada -  $V_{CB}$
- (c) linha cheia -  $I_{L2}$
- (d) linha cheia -  $I_L$

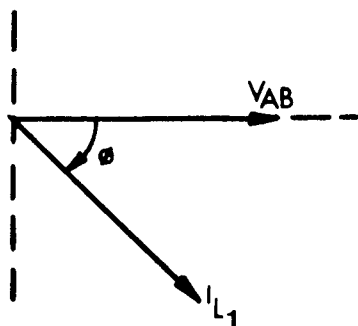


Fig. 5.10 - Diagrama fasorial do conversor LLC-SRC para  $f_s$  maior que  $f_0$ . ( $X_C > X_L$ )

#### 5.4.2 DETERMINAÇÃO DO MODELO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO

O modelo equivalente simplificado do conversor LLC-SRC para operação com  $f_s$  maior que  $f_0$  é o mesmo da figura 5.6.

A série de Fourier da tensão de entrada do modelo simplificado,  $v_{AB}(t)$  é a mesma da expressão (5.4). Já a série de Fourier da tensão  $v_{CB}(t)$  fica sendo:

$$v_{CB}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4V_o \sin(n\omega t - n\phi) / n\pi \quad (5.34)$$

Assim com a figura 5.6 e as expressões (5.4) e (5.34) pode-se determinar as expressões de tensão e corrente do circuito ressonante para  $f_s$  maior que  $f_0$ .

### 5.4.3 DETERMINAÇÃO DAS EXPRESSÕES DO CIRCUITO RESSONANTE

O método de determinação das expressões da corrente e da tensão do circuito ressonante para  $f_s$  maior que  $f_0$  é o mesmo que foi utilizado para  $f_s$  menor que  $f_0$ , resultando nas seguintes expressões já normalizadas:

$$I_{L1} = \sum_{n=1}^{\infty} 4 \left| \overline{L/C} \right\{ X_{L2n} \text{sen}(n\omega t - \theta_{zn}) - qZ_{LCn} \text{sen}(n\omega t - n\phi + \theta_{LCn} - \theta_{zn}) \} / (n\pi Z_n X_{Sn}) \quad (5.35)$$

$$I_{L2} = \sum_{n=1}^{\infty} 4 \left| \overline{L/C} \right\{ X_{L1n} \text{sen}(n\omega t - \theta_{zn}) - qZ_{Rn} \text{sen}(n\omega t - n\phi + \theta_{Rn} - \theta_{zn}) \} / (n\pi Z_n X_{Sn}) \quad (5.36)$$

$$I_L = \sum_{n=1}^{\infty} 4 \left| \overline{L/C} \right\{ \text{sen}(n\omega t - \theta_{zn}) - [qX_{L2n} \text{sen}(n\omega t - n\phi - \theta_{zn})] / X_{Sn} \} / (n\pi Z_n) \quad (5.37)$$

$$V_C = \sum_{n=1}^{\infty} 4X_{Cn} \{ \text{sen}(n\omega t - \pi/2 - \theta_{zn}) - [qX_{L2n} \text{sen}(n\omega t - n\phi - \pi/2 - \theta_{zn})] / X_{Sn} \} / (n\pi Z_n) \quad (5.38)$$

### 5.4.4 DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO $\phi$

A determinação do ângulo  $\phi$  é feita utilizando a expressão (5.35) que vale zero quando  $\omega t$  for igual a  $\phi$ , conforme pode-se observar na figura 5.9..

$$\sum_{n=1}^{\infty} \{ X_{L2n} \text{sen}(n\phi - \theta_{zn}) - qZ_{LCn} \text{sen}(\theta_{LCn} - \theta_{zn}) \} / (nZ_n X_{Sn}) = 0 \quad (5.39)$$

Esta expressão por ser não linear pode ser resolvida numericamente pelo método de Newton-Raphson [14].

$$F(\phi) = \sum_{n=1}^{\infty} \{ X_{L2n} \text{sen}(n\phi - \theta_{zn}) - qZ_{LCn} \text{sen}(\theta_{LCn} - \theta_{zn}) \} / (nZ_n X_{Sn})$$

Sua derivada vale:

$$F'(\phi) = \sum_{n=1}^{\infty} \{ X_{L2n} \cos(n\phi - \theta_{zn}) \} / (Z_n X_{Sn})$$



E a fórmula de Newton-raphson fica sendo:

$$\phi_{i+1} = \phi_i - \frac{\sum_{n=1}^{\infty} [X_{L2n} \sin(-n\phi_i - \theta_{zn}) - qZ_{LCn} \sin(\theta_{LCn} - \theta_{zn})] / (nZ_n X_{Sn})}{\sum_{n=1}^{\infty} [X_{L2n} \cos(-n\phi_i - \theta_{zn})] / (Z_n X_{Sn})} \quad (5.40)$$

Para resolver numericamente a expressão (5.40) necessita-se de um valor de partida para  $\phi$ . Assim faz-se  $n$  igual a 1 e  $R$  igual a zero na expressão (5.35) e obtem-se a seguinte expressão fasorial:

$$I_{L11} = 4 \sqrt{L/C} [X_{L21} \angle -\pi/2 - q(X_{L21} - X_{C1}) \angle -\phi - \pi/2] / (\pi Z_1 X_S) \quad (5.41)$$

onde:

o ângulo  $\theta_{z1}$  vale  $(\pi/2)$  devido a predominância de  $X_L$  sobre  $X_C$  quando  $f_s$  é maior que  $f_0$  e  $R$  é igual a zero.

o ângulo  $\theta_{LC1}$  vale zero para  $R$  igual a zero.

Levando a expressão (5.41) a um diagrama fasorial tem-se a figura 5.11.

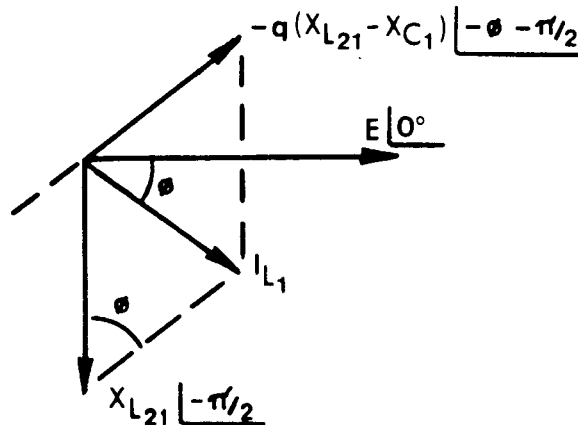


Fig. 5.11 - Diagrama fasorial da fundamental da corrente  $I_{L1}$  para  $f_s$  menor que  $f_0$  e maior que  $f_{02}$ .

Da figura 5.11 podemos tirar:

$$\phi = \cos^{-1} \{q(X_{L_{21}} - X_{C_1})/X_{L_{21}}\} \quad (5.42)$$

Assim com este valor inicial para o ângulo  $\phi$ , e a expressão 5.40, pode-se calcular o valor verdadeiro para  $\phi$  com o auxílio de um computador.

#### 5.4.5 DETERMINAÇÃO DA CARACTERÍSTICA EXTERNA DO CONVERSOR LLC-SRC.

Determinando-se a expressão do valor médio da corrente  $I_{L_1}$  retificada tem-se uma expressão para a determinação da característica externa do conversor LLC-SRC.

$$I = (1/\pi) \int_{+\phi}^{\pi+\phi} I_{L_1} dwt$$

A solução desta integral levando-se em consideração que "n" será sempre ímpar resulta em:

$$\overline{I_o} = \sum_{n=1}^{\infty} 8 \sqrt{L/C} \{X_{L_{2n}} \cos(n\phi - \theta_{Z_n}) - qZ_{LCn} \cos(\theta_{LCn} - \theta_{Z_n})\} / \{(n\pi)^2 Z_n X_{Sn}\} \quad (5.43)$$

onde:

$$\overline{I_o} = I_o / (E \sqrt{C/L}) \quad \text{e} \quad q = V_o / E .$$

Com esta expressão pode-se traçar a característica externa do conversor LLC-SRC para  $f_s$  maior que  $f_o$ .

### 5.5 UNIFICAÇÃO DAS EXPRESSÕES DO CONVERSOR LLC-SRC

Observando as expressões obtidas para o conversor LLC-SRC, operando com  $f_s$  maior e menor que  $f_0$ , nota-se que são semelhantes entre si, divergindo apenas no sinal do ângulo  $\phi$ , que é positivo para  $f_s$  menor que  $f_0$  e negativo para  $f_s$  maior que  $f_0$  nas expressões de tensão e corrente, e o inverso nas expressões das características externas.

Assim sabendo-se que, para  $f_s$  menor que  $f_0$ ,  $\theta_{z1}$  é negativo ( $X_L < X_C$ ) e para  $f_s$  maior que  $f_0$ ,  $\theta_{z1}$  é positivo ( $X_L > X_C$ ), pode-se criar uma variável que tenha sempre o sinal de  $\theta_{z1}$  e valor unitário e unificar todas as expressões obtidas para o conversor LLC-SRC.

Definindo:

$$\text{SIG} = \theta_{z1} / |\theta_{z1}| \quad (5.44)$$

As novas expressões passam a ser:

$$v_{CB}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 4V_o \text{ sen}(n\omega t - n\text{SIG}\phi) / n\pi \quad (5.45)$$

$$I_{L1} = \sum_{n=1}^{\infty} 4\sqrt{L/C} \{X_{L2n} \text{ sen}(n\omega t - \theta_{zn}) - qZ_{LCn} \text{ sen}(n\omega t - n\text{SIG}\phi + \theta_{LCn} - \theta_{zn})\} / (n\pi Z_n X_{Sn}) \quad (5.46)$$

$$I_{L2} = \sum_{n=1}^{\infty} 4\sqrt{L/C} \{X_{L1n} \text{ sen}(n\omega t - \theta_{zn}) - qZ_{Rn} \text{ sen}(n\omega t - n\text{SIG}\phi + \theta_{Rn} - \theta_{zn})\} / (n\pi Z_n X_{Sn}) \quad (5.47)$$

$$I_L = \sum_{n=1}^{\infty} 4\sqrt{L/C} \{ \text{sen}(n\omega t - \theta_{zn}) - [qX_{L2n} \text{ sen}(n\omega t - n\text{SIG}\phi - \theta_{zn})] / X_{Sn} \} / (n\pi Z_n) \quad (5.48)$$

$$V_C = \sum_{n=1}^{\infty} 4X_{Cn} \{ \text{sen}(n\omega t - \pi/2 - \theta_{zn}) - [qX_{L2n} \text{ sen}(n\omega t - n\text{SIG}\phi - \pi/2 - \theta_{zn})] / X_{Sn} \} / (n\pi Z_n) \quad (5.49)$$

A expressão para determinação de  $\phi$  fica sendo:

$$\sum_{n=1}^{\infty} \{X_{L_{2n}} \sin(n\text{SIG}\phi - \theta_{z_n}) - qZ_{LCn} \sin(\theta_{LCn} - \theta_{z_n})\} / (nZ_n X_{Sn}) = 0 \quad (5.50)$$

e a expressão de Newton-Raphson passa para:

$$\phi_{i+1} = \phi_i - \text{SIG} \cdot \frac{\sum_{n=1}^{\infty} [X_{L_{2n}} \sin(n\text{SIG}\phi - \theta_{z_n}) - qZ_{LCn} \sin(\theta_{LCn} - \theta_{z_n})] / (nZ_n X_{Sn})}{\sum_{n=1}^{\infty} [X_{L_{2n}} \cos(-n\phi_i - \theta_{z_n})] / (Z_n X_{Sn})} \quad (5.51)$$

Finalmente a expressão da característica externa vale:

$$\overline{I_o} = \sum_{n=1}^{\infty} 8\sqrt{L/C} \{X_{L_{2n}} \cos(n\text{SIG}\phi - \theta_{z_n}) - qZ_{LCn} \cos(\theta_{LCn} - \theta_{z_n})\} / \{(n\pi)^2 Z_n X_{Sn}\} \quad (5.52)$$

Desta forma pode-se solucionar as expressões do conversor LLC-SRC, tanto para  $f_s$  menor que  $f_0$  quanto para  $f_s$  maior que  $f_0$ , em um mesmo algoritmo para solução computacional.

## 5.6 PROGRAMA PARA CÁLCULO DAS FORMAS DE ONDA E CARACTERÍSTICAS EXTERNAS DO CONVERSOR LLC-SRC.

O algoritmo e o programa desenvolvidos a partir das expressões determinadas neste capítulo que permite obter as formas de onda e características externas do conversor LLC-SRC são apresentados no apêndice A deste trabalho.

### 5.7 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR LLC-SRC.

Os resultados apresentados a seguir foram obtidos pela simulação do conversor LLC-SRC utilizando-se o programa desenvolvido a partir do modelo proposto neste trabalho.

As simulações foram efetuadas para frequência de chaveamento maior e menor que a frequência de ressonância para os seguintes dados:

$$L_1 = L_2 = 10,28 \mu\text{H}$$

$$C = 0,55 \mu\text{F}$$

$$R = 0,01 \Omega$$

$$q = 0,625.$$

#### 5.7.1 SIMULAÇÃO PARA $f_s$ MENOR QUE $f_0$ .

As formas de onda apresentadas na figura 5.12 são relativas a simulação com uma relação  $f_s/f_0$  igual a 0,7, que corresponde a  $f_s$  de 66,260KHz da simulação com o programa SACEC, cujos resultados são apresentados na figura 5.2.

Já as formas de onda da figura 5.13 são referentes a simulação como uma relação  $f_s/f_0$  igual a 0,8, correspondente a  $f_s$  de 75,726 KHz da simulação com o programa SACEC, cujos resultados aparecem na figura 5.3.

As curvas das figuras 5.12 e 5.13 tem no eixo horizontal a variação do ângulo  $\omega t$  em radianos e no eixo vertical os valores normalizados:

$$I_{L1} = i_{L1}(t)/(E \sqrt{C/L}), I_{L2} = i_{L2}(t)/(E \sqrt{C/L}), I_L = i_L(t)/(E \sqrt{C/L}), \\ V_C = v_C(t)/E, V_{AB} = v_{AB}(t)/E \text{ e } V_{CB} = v_{CB}(t)/E.$$

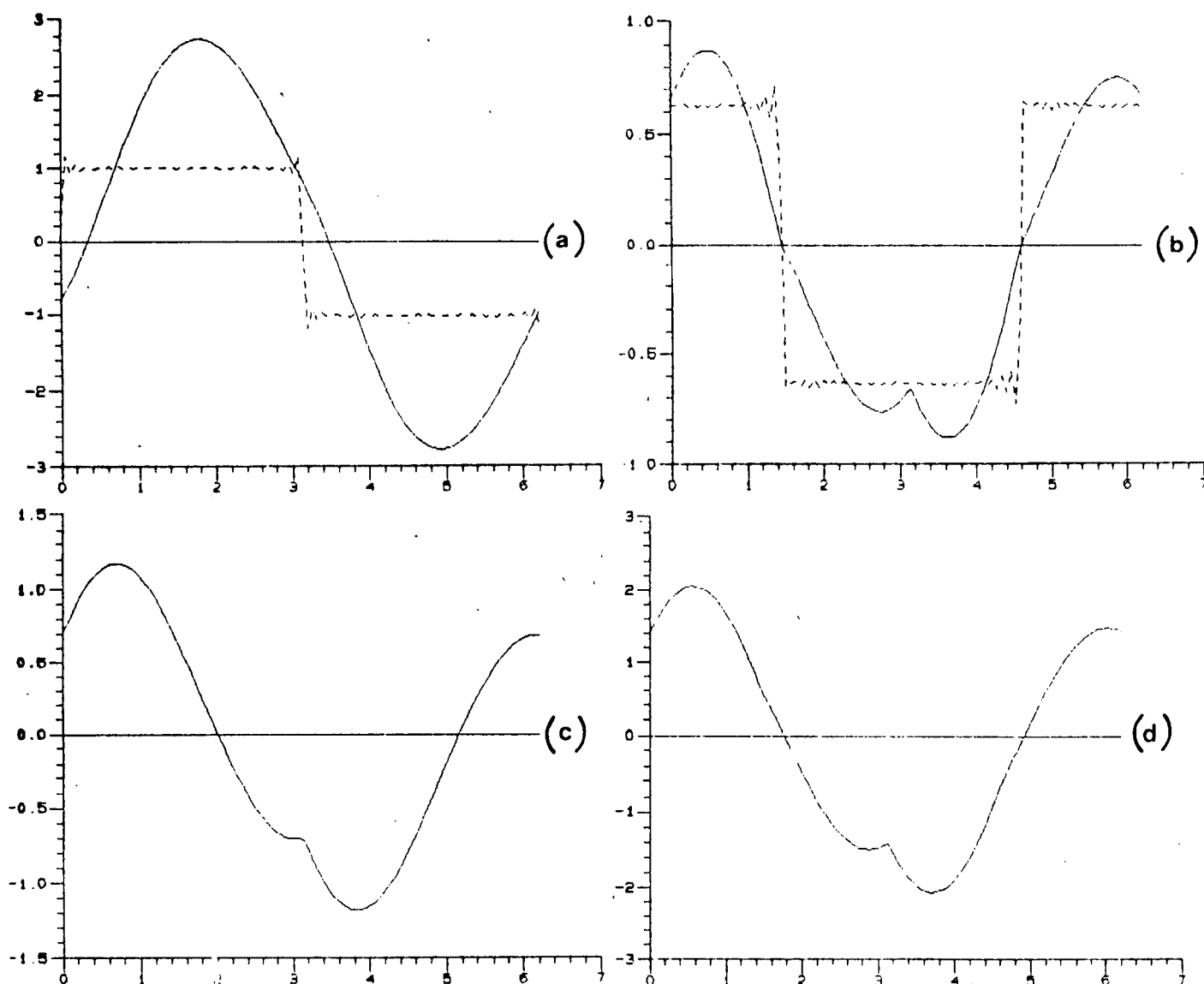


Fig. 5.12 - Formas de onda do conversor LLC-SRC para  $f_s$  menor que  $f_0$  (simulação com modelo para  $f_s = 0,7f_0$ ).

(a) linha cheia -  $V_C$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$

(b) linha cheia -  $I_{L1}$  ; linha pontilhada -  $V_{CB}$

(c) linha cheia -  $I_{L2}$

(d) linha cheia -  $I_L$

Como pode-se observar na figura 5.12 para uma relação de frequência  $f_s/f_0$  de 0,7, que resulta em uma  $f_s$  menor que  $f_0$ , a corrente  $I_{L1}$  e a tensão  $V_{CB}$  estão adiantadas em relação a tensão  $V_{AB}$  de um ângulo maior que  $90^\circ$  ( $\pi/2$ ).

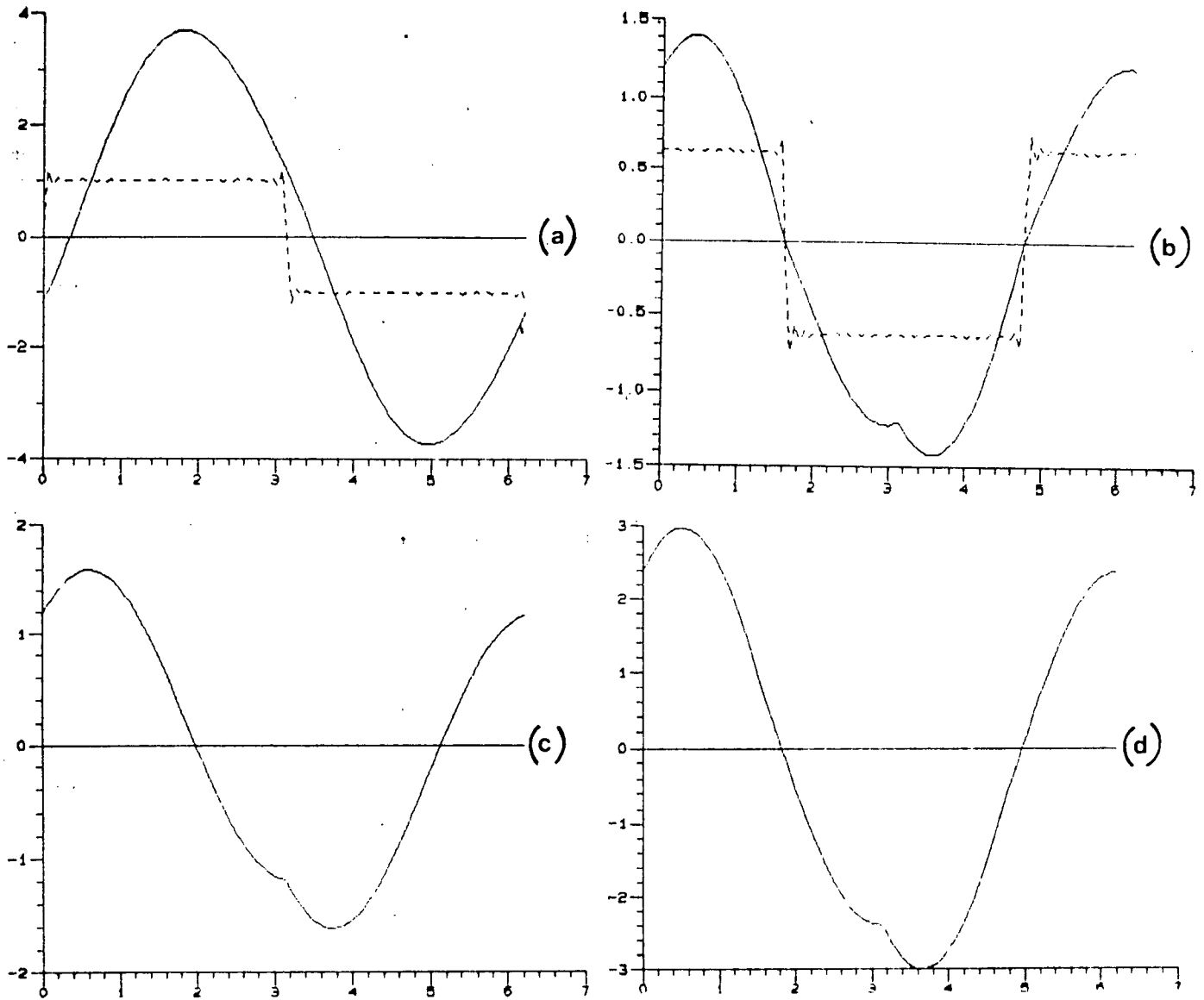


Fig. 5.13 - Formas de onda do conversor LLC-SRC para  $f_s$  menor que  $f_0$  (simulação com modelo para  $f_s=0,8f_0$ ).

(a) linha cheia -  $V_C$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$

(b) linha cheia -  $I_{L1}$  ; linha pontilhada -  $V_{CB}$

(c) linha cheia -  $I_{L2}$

(d) linha cheia -  $I_L$

Na figura 5.13 pode-se observar que para uma relação de frequência  $f_s/f_0$  de 0,8, que resulta em uma  $f_s$  maior que  $f_0$ , a corrente  $I_{L1}$  e a tensão  $V_{CB}$  estão adiantadas em relação a tensão  $V_{AB}$  de um ângulo menor que  $90^\circ$  ( $\pi/2$ ).

### 5.7.2 SIMULAÇÃO PARA $f_s$ MAIOR QUE $f_0$

Para que fosse feita a simulação do conversor LLC-SRC com  $f_s$  maior que  $f_0$  utilizando o programa desenvolvido neste trabalho, adotou-se uma relação  $f_s/f_0$  de 1,3, equivalente a frequência de operação igual a 123KHz adotada para simulação com o programa SACEC, cujos resultados são apresentados na figura 5.9.

Os resultados obtidos para simulação pelo programa que é apresentado no apêndice A podem ser observados na figura 5.14.

As curvas da figura 5.14 tem no eixo horizontal o ângulo  $\omega t$  em radianos e no eixo vertical os valores normalizados:

$$I_{L1} = i_{L1}(t)/(E \sqrt{C/L}), \quad I_{L2} = i_{L2}(t)/(E \sqrt{C/L}), \quad I_L = i_L(t)/(E \sqrt{C/L}), \\ V_C = v_C(t)/E, \quad V_{AB} = v_{AB}(t)/E \text{ e } V_{CB} = v_{CB}(t)/E.$$

Pode-se observar que a corrente  $I_{L1}$  e a tensão  $V_{CB}$  estão atrasadas em relação a tensão  $V_{AB}$  como era esperado.

A comparação dos resultados obtidos pela simulação com o modelo proposto (figuras 5.12 a 5.14) com os obtidos pela simulação com o programa SACEC (figuras 5.2, 5.3 e 5.9) apresenta diferenças que podem ser creditadas as aproximações empregadas por ambos os programas para obtenção dos resultados como é o caso do modelo resistivo para chaves no SACEC. As diferenças entre as tensões  $V_{AB}$  e  $V_{CB}$  do SACEC e do modelo se devem ao mau dimensionamento das resistências utilizadas no programa SACEC para a obtenção destas curvas, assim sendo as curvas obtidas pelo modelo estudado são mais próximas da realidade.

Estas diferenças porém não chegam a comprometer os resultados obtidos, permitindo assim a utilização do modelo e do programa, desenvolvidos para o conversor LLC-SRC, para obtenção de



uma aproximação do funcionamento do mesmo.

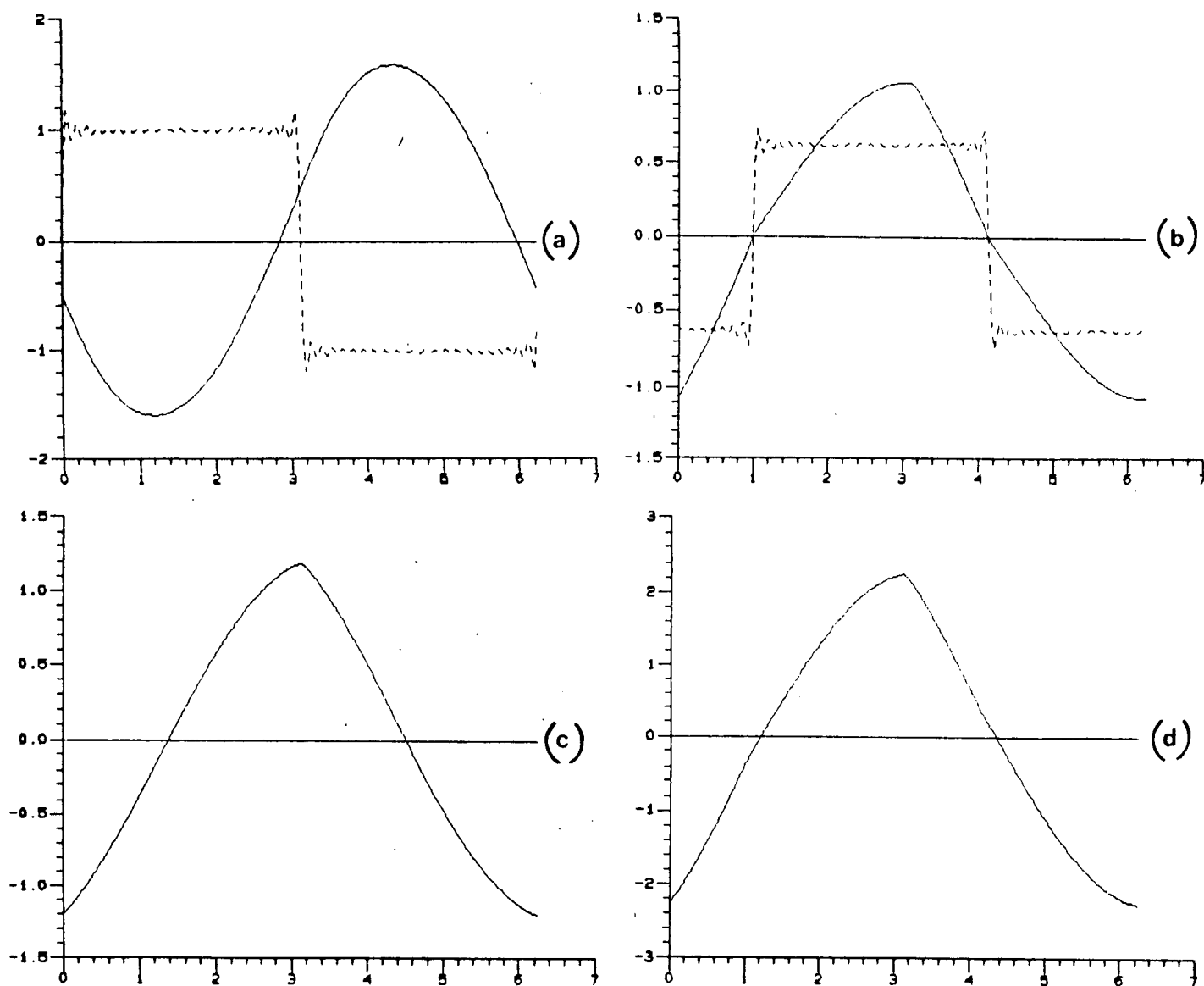


Fig. 5.14 - Formas de onda do conversor LLC-SRC para  $f_s$  maior que  $f_0$  (simulação com modelo para  $f_s=1,3f_0$ ).

- (a) linha cheia -  $V_C$  ; linha pontilhada -  $V_{AB}$
- (b) linha cheia -  $I_{L1}$  ; linha pontilhada -  $V_{CB}$
- (c) linha cheia -  $I_{L2}$
- (d) linha cheia -  $I_L$

### 5.8 CARACTERÍSTICAS EXTERNAS DO CONVERSOR LLC-SRC ( $q \times \overline{I_o}$ )

As características externas do conversor LLC-SRC apresentadas a seguir foram obtidas com o auxílio do programa apresentado no apêndice A e que foi desenvolvido a partir do modelo proposto neste capítulo.

Na figura 5.15 tem-se as características externas do conversor para  $f_s$  menor que  $f_0$  e na figura 5.16 para  $f_s$  maior que  $f_0$ . Em ambas as setas indicam o sentido crescente do ângulo  $\phi$ .

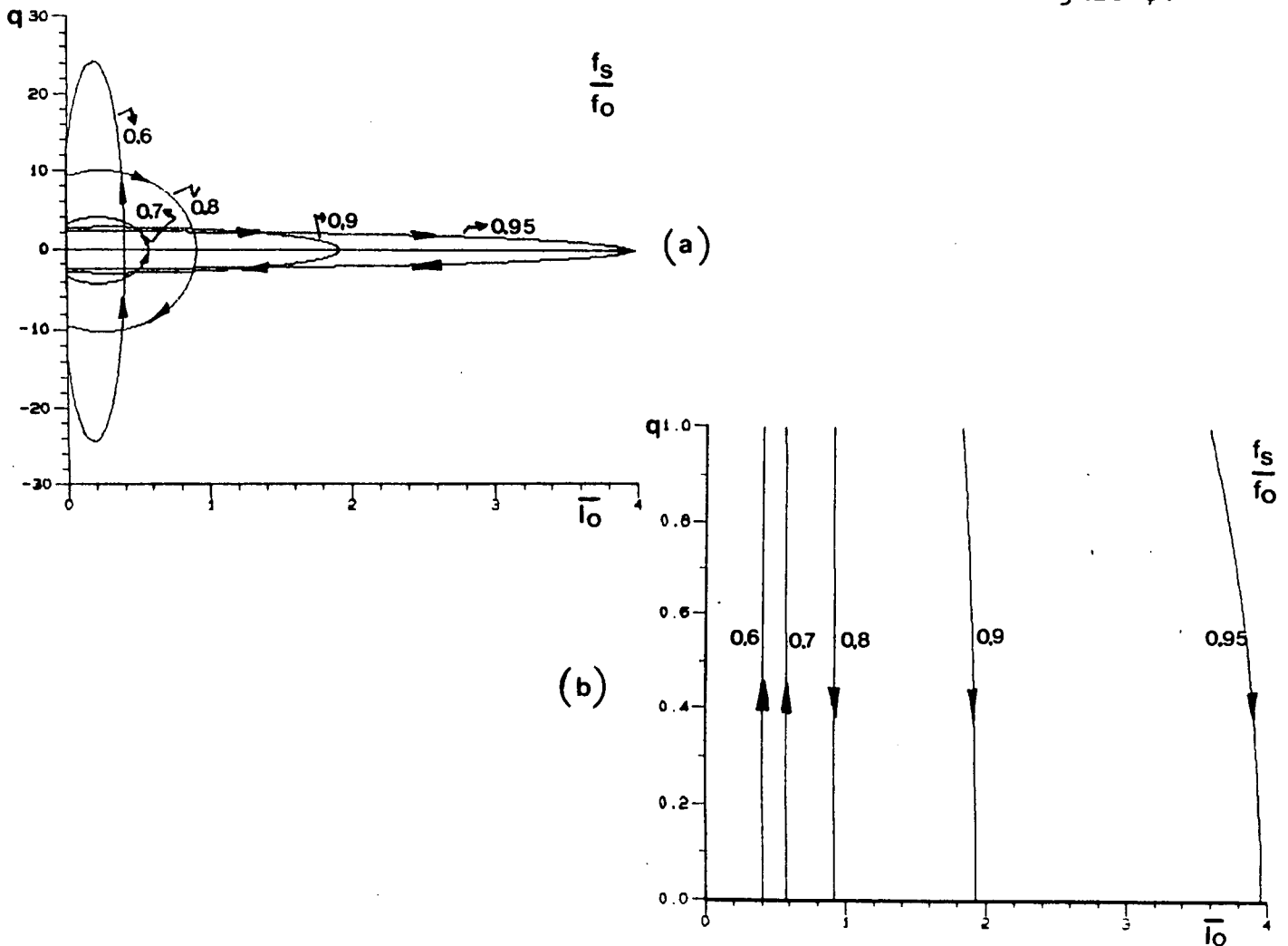


Fig. 5.15 - Característica externa do conversor LLC-SRC para  $f_s < f_0$ .

(a) Conversor reversível (b) Conversor não-reversível

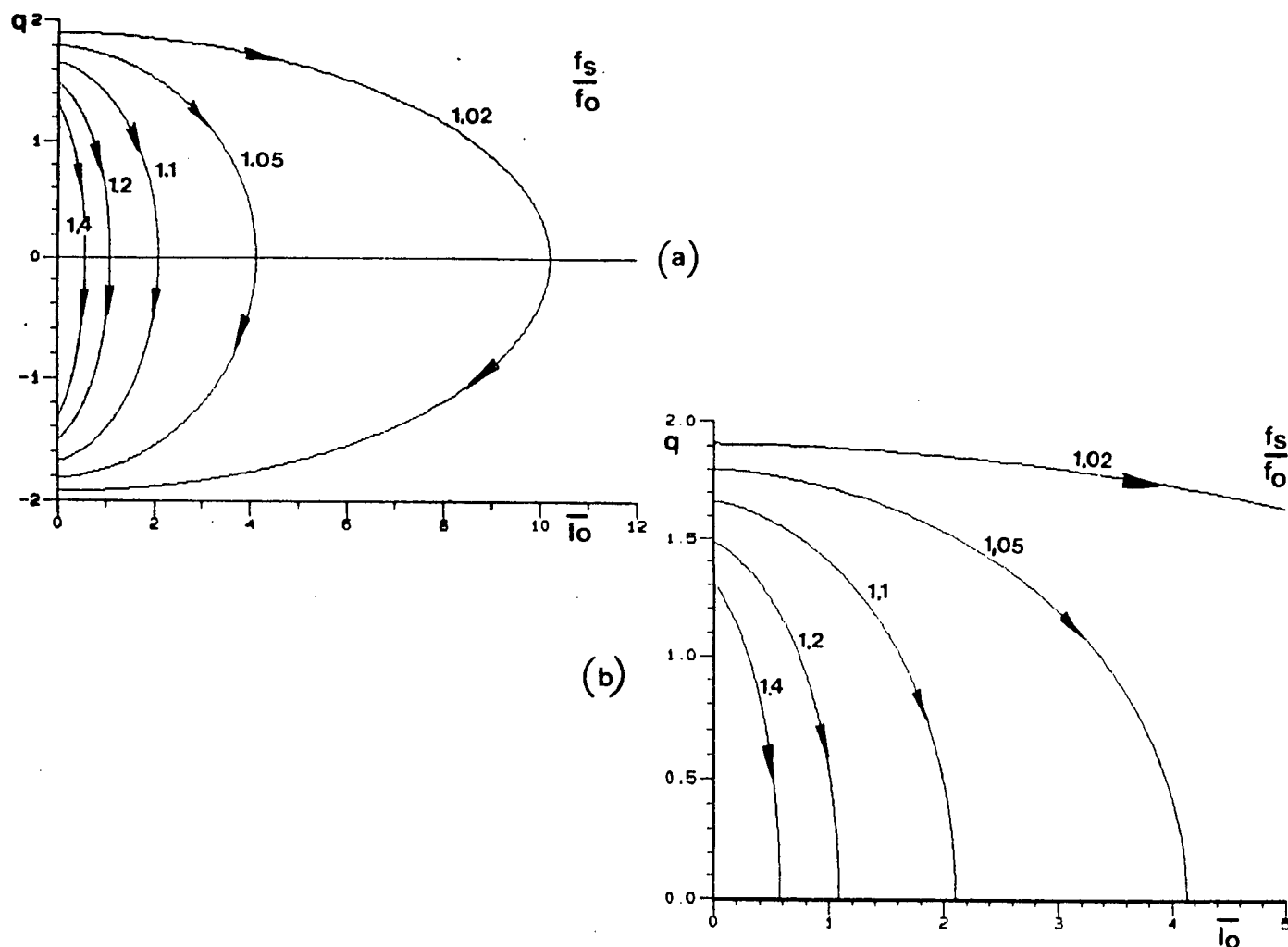


Fig. 5.16 - Característica externa do conversor LLC-SRC para  $f_s > f_0$ .

(a) Conversor reversível (b) Conversor não-reversível

Nas figuras 5.15(a) e 5.16(a) tem-se o ângulo  $\phi$  variando de 0 a  $\pi$  em cada curva para uma dada relação  $f_s/f_0$ . Em ambas o primeiro quadrante representa a operação do conversor no modo normal ou não-regenerativo e o segundo quadrante, operação no modo regenerativo, o que exige um estágio de saída reversível no conversor LLC-SRC, ou seja, chaves controladas no lugar dos diodos do retificador de saída.

Como existe um interesse maior pelo modo não-regenerativo, são apresentadas nas figuras 5.15(b) e 5.16(b) as caracte-

rísticas externas do primeiro quadrante. Para  $f_s$  menor que  $f_0$  e menor que  $f_{02}$ , o ângulo  $\phi$  varia entre  $\pi/2$  e  $\pi$  ( $f_s/f_0$  de 0,6 e 0,7) e para as demais relações de frequência o ângulo  $\phi$  varia para valores menores que  $\pi/2$ .

Pode-se observar pelas características apresentadas que a medida que  $f_s$  se aproxima de  $f_{02}$  (relação  $f_s/f_0=0,707$ ), tem-se um comportamento do conversor muito próximo a de uma fonte de corrente, e a medida que  $f_s$  se aproxima da frequência de ressonância ( $f_s/f_0=1,0$ ), o conversor passa a agir como uma fonte de tensão. Além do mais, para  $f_s$  maior que  $f_0$ , pode-se obter tensão de saída maior que a tensão de entrada, o que não ocorre no conversor LC-SRC, isto será motivo de análise mais adiante.

As características externas apresentadas nas figuras 5.15 e 5.16 são formadas de curvas de relação  $f_s/f_0$  fixa e ângulo  $\phi$  variável.

Já as características apresentadas nas figuras 5.17 e 5.18 são formadas de curvas de ângulo  $\phi$  fixos e relação  $f_s/f_0$  variável.

As setas indicam o sentido de crescimento da relação  $f_s/f_0$ .

Na figura 5.17(b) os ângulos são maiores que  $90^\circ$  ( $\pi/2$ ) porque correspondem ao funcionamento do conversor no modo não regenerativo quando  $f_s$  é menor que  $f_{02}$ .

Na figura 5.17(a) pode-se observar que a medida que  $f_s$  se aproxima de  $f_{02}$ , a tensão de saída varia muito para pouca variação da corrente de saída e, a medida que a frequência  $f_s$  se afasta de  $f_{02}$  e se aproxima de  $f_0$ , a tensão de saída tende a se estabilizar para qualquer variação da corrente de saída.

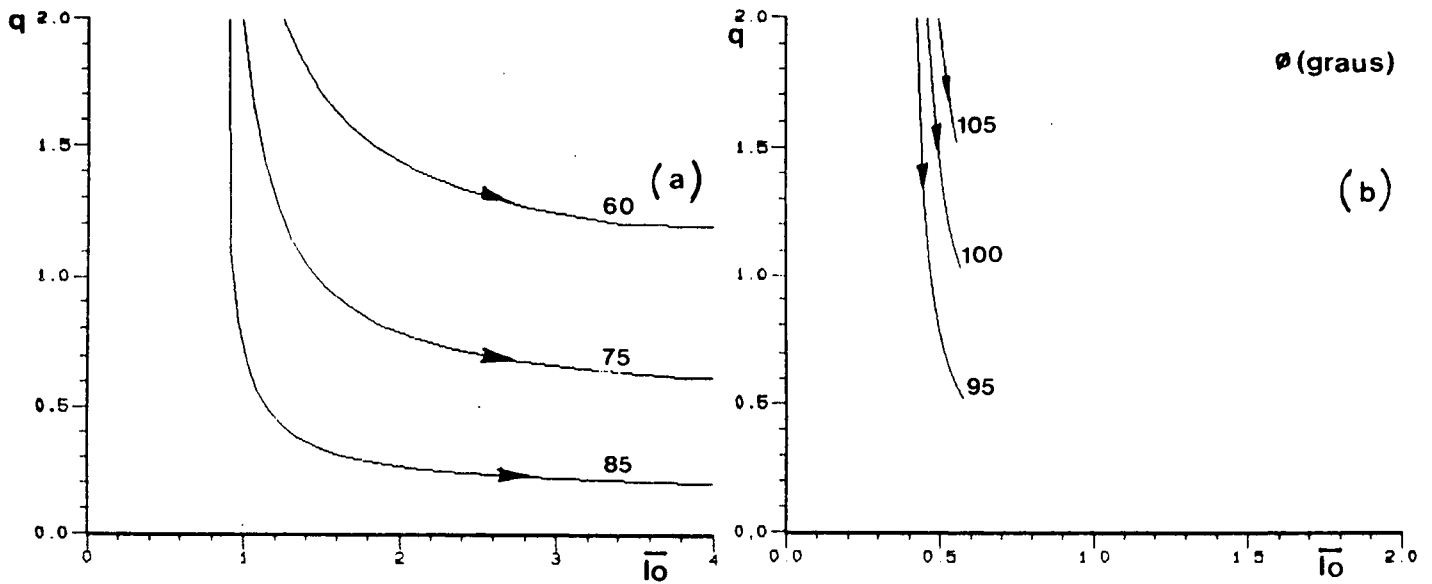


Fig.5.17 - Característica externa do conversor LLC-SRC para ângulo  $\phi$  constante e  $f_s < f_0$ .

(a)  $f_s$  maior que  $f_{02}$  (b)  $f_s$  menor que  $f_{02}$

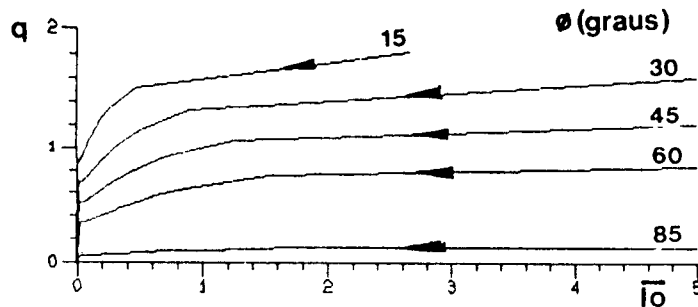


Fig.5.18 - Característica externa do conversor LLC-SRC para ângulo  $\phi$  constante e  $f_s > f_0$ .

Já na figura 5.17(b) tem-se sempre um crescimento da tensão de saída para uma queda na corrente.

A figura 5.18, de operação com  $f_s$  maior que  $f_0$ , apresenta curvas de pouca variação da tensão de saída para variações de corrente. A variação da tensão é mais acentuada apenas para relações  $f_s/f_0$  muito grandes ou ângulo  $\phi$  pequeno.

Na figura 5.19 tem-se as características externas para o conversor LLC-SRC operando com uma relação  $f_s/f_0$  constante, com

$f_s$  e  $f_0$  constantes, formadas por curvas de ângulo  $\phi$  variável (as setas indicam crescimento de  $\phi$ ) e um parâmetro  $\alpha$  (que relaciona  $L_1$  e  $L_2$  mantendo  $L$  constante) fixo.

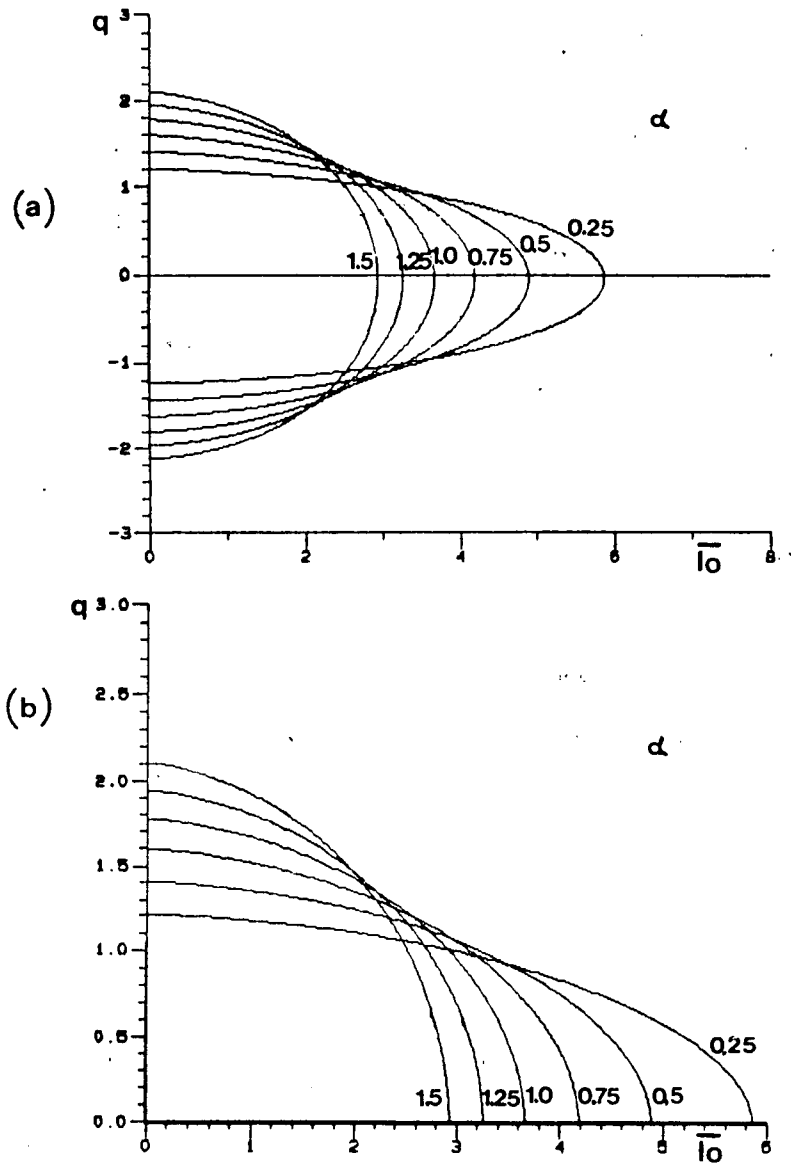


Fig.5.19 - Característica externa do conversor LLC-SRC para relação  $f_s/f_0$  constante e parâmetro  $\alpha$  fixo.

(a) conversor reversível

(b) conversor não-reversível

O parâmetro  $\alpha$  é definido da seguinte forma:

$$\alpha = L_1/L_2 \quad (5.53)$$

então como  $L$  deve permanecer constante tem-se:

$$L_2 = L(1+\alpha)/\alpha \quad (5.54)$$

Com estas duas expressões, mantendo  $L$  constante, pode-se obter as características externas da figura 5.19, onde pode-se observar que a medida que  $\alpha$  for diminuído, tem-se uma tendência de estabilização da corrente (fonte de corrente).

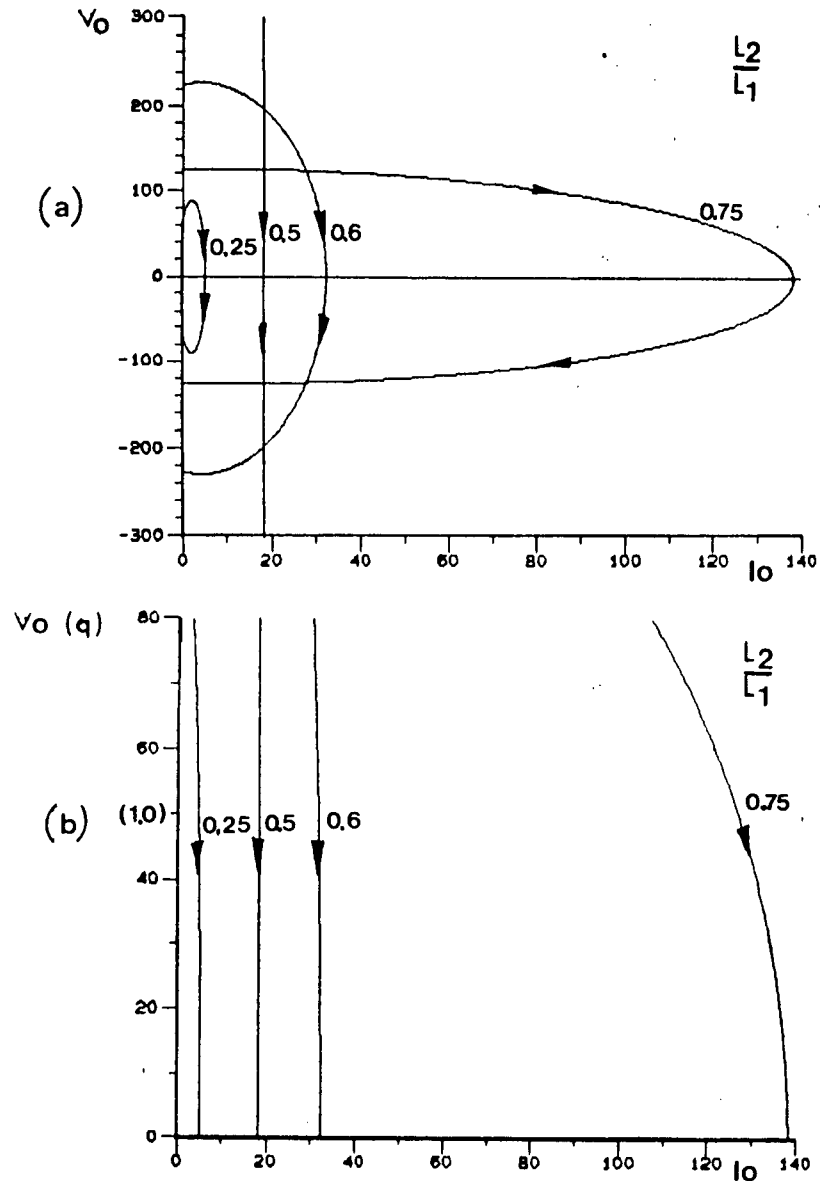


Fig.5.20 - Característica externa do conversor LLC-SRC para  $L_1$  constante e  $L_2$  variável ( $f_s < f_0$ ).

(a) conversor reversível

(b) conversor não-reversível

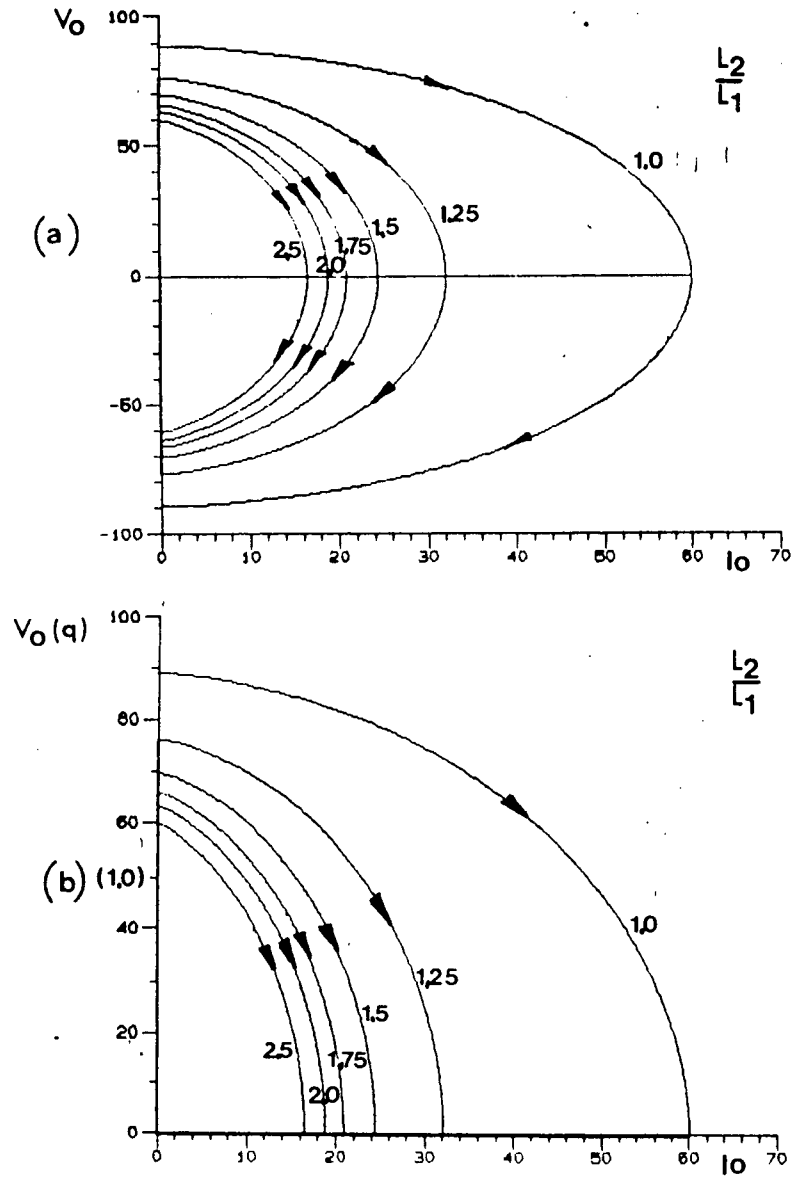


Fig.5.21 - Característica externa do conversor LLC-SRC para  $L_1$  constante e  $L_2$  variável ( $f_s > f_0$ ).

(a) conversor reversível

(b) conversor não-reversível

Nas figuras 5.20 e 5.21 apresenta-se as características externas do conversor LLC-SRC com curvas de  $L_2$  variável e  $L_1$  fixo, onde  $f_0$  será livre, ângulo  $\phi$  livre e  $f_s$  fixa. Os valores da corrente não aparecem normalizadas devido a impossibilidade de ter-se um valor base para normalização, pois o valor de  $L$  é variável. Pode-se notar porém que para valores de  $L_2$  entre 0,75 e 1,0 do valor



de  $L_1$ , a tendência é ter uma tensão de saída mais estável e a medida que  $L_2$  diminui aproxima-se do comportamento de uma fonte de corrente. Para valores de  $L_2$  muito maiores que  $L_1$ , a tendência é ter-se uma grande queda da tensão de saída para pouca variação da corrente de saída.

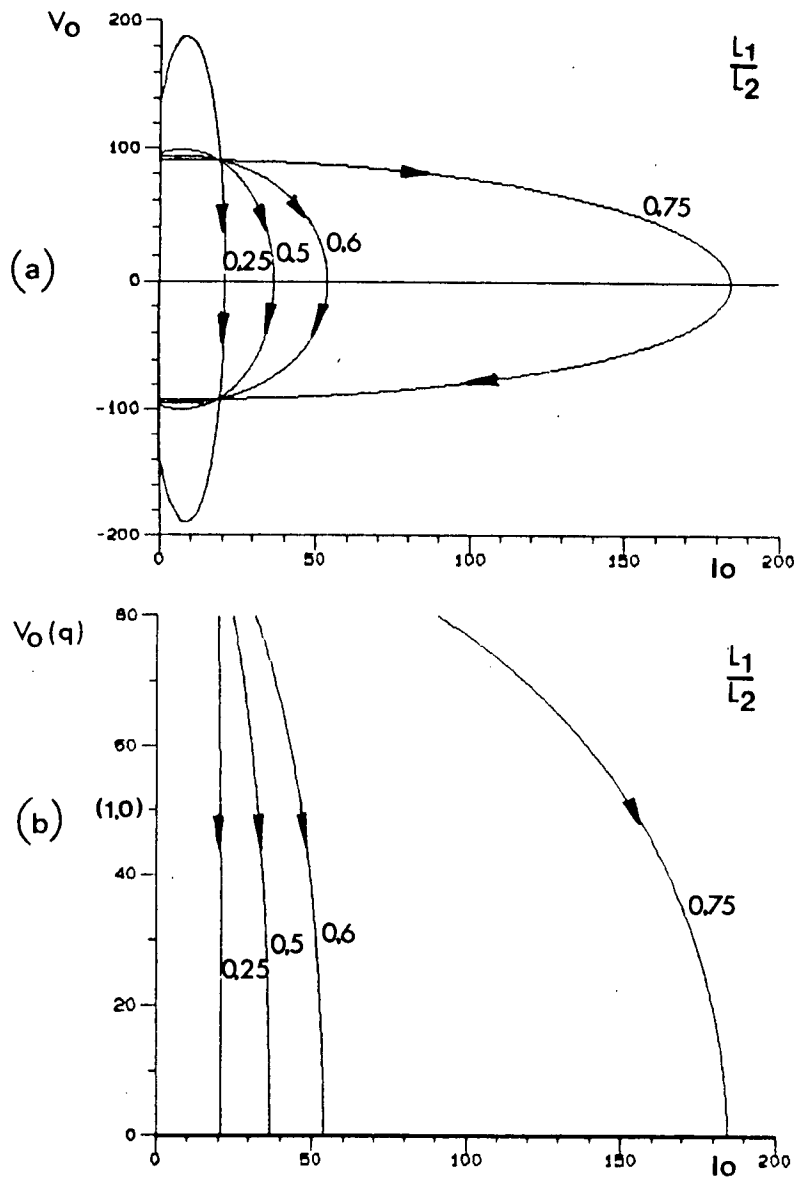


Fig.5.22 - Característica externa do conversor LLC-SRC para  $L_2$  constante e  $L_1$  variável ( $f_s < f_0$ ).

(a) conversor reversível

(b) conversor não-reversível

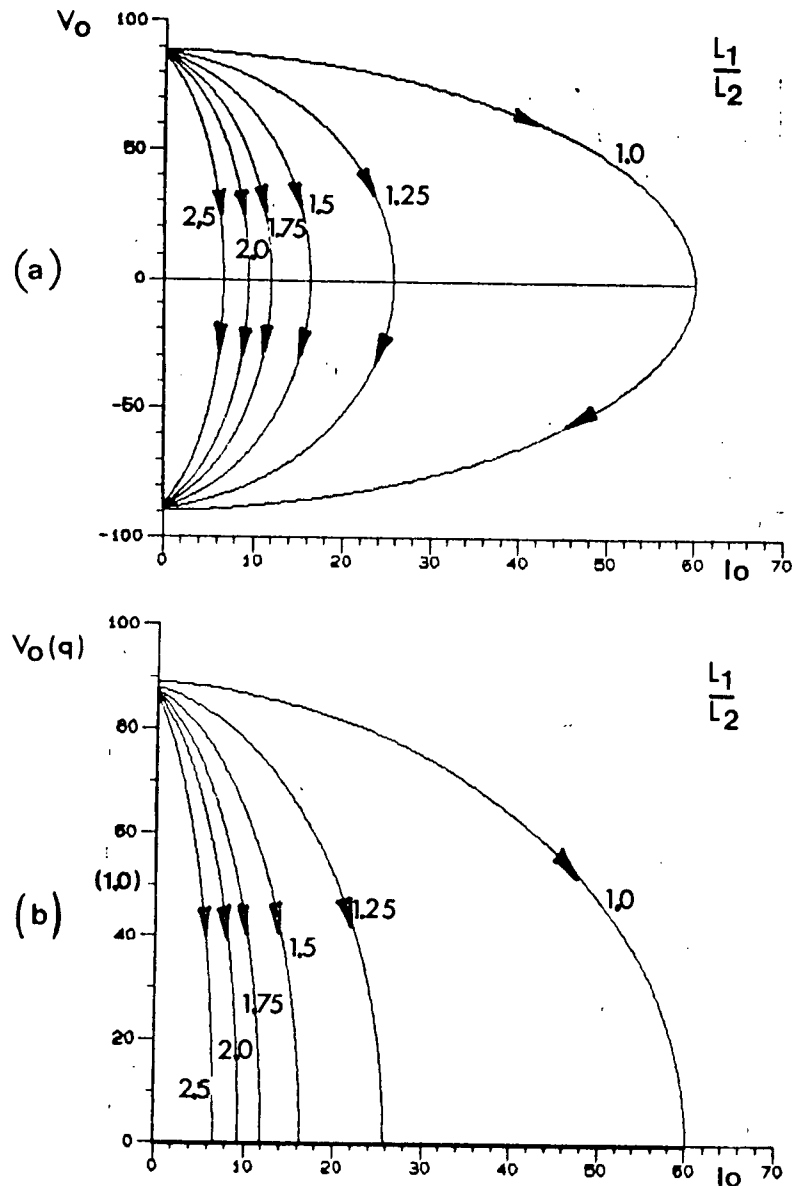


Fig.5.23 - Característica externa do conversor LLC-SRC para  $L_2$  constante e  $L_1$  variável ( $f_s > f_0$ ).

(a) conversor reversível

(b) conversor não-reversível

Nas figuras 5.22 e 5.23 pode-se ver as características externas do conversor LLC-SRC com curvas de  $L_1$  variável e  $L_2$  fixo, ou seja a variável de controle passa a ser  $L_1$ . Da mesma forma que nas figuras 5.20 e 5.21 os valores da corrente não aparecem normalizados. As setas indicam, mais uma vez, ângulo  $\phi$  crescente. Pode-se observar na figura 5.22 que a medida que  $L_1$  diminui, a tendên-

cia é de um comportamento, por parte do conversor, de fonte de corrente. Da observação das duas figuras pode-se imaginar que para valores de  $L_1/L_2$  entre 0,75 e 1,0; ter-se-á um comportamento de fonte de tensão, já que entre estes valores a relação  $f_s/f_0$  é igual a 1,0; ou seja operação na frequência de ressonância. Outra observação que pode-se fazer é de que a medida que diminui-se a corrente, nas curvas da figura 5.23, a tensão de saída tende a um só valor para todas elas, valor este que é maior que o valor da tensão de entrada (que é de 50 Volts).

Uma análise comparativa das características externas aqui apresentadas com as apresentadas para outros conversores será efetuada no próximo capítulo deste trabalho. Esta análise será feita sob a ótica do controle do fluxo de potência destes conversores, no sentido de se obter regulação da tensão de saída.

## 5.9 CONCLUSÕES

Uma nova topologia de conversor ressonante, LLC-SRC, gerada a partir do conversor série ressonante convencional, LC-SRC, pela introdução de um indutor auxiliar, foi apresentada neste capítulo. Sua análise através de uma nova metodologia de modelização, permitiu a obtenção de expressões do conversor LLC-SRC que permitiram gerar um programa que fornece as formas de onda e características externas deste conversor para frequência de operação maior ou menor que a frequência de ressonância.

Os resultados obtidos por este programa foram comparados aos resultados obtidos com outro programa já comprovado experimentalmente, foram validados por apresentarem diferenças que podem ser atribuídas a aproximações as quais os dois programas empregam.

As características externas obtidas e apresentadas neste capítulo auxiliarão na análise do controle do fluxo de potência a ser efetuada no próximo capítulo.

## CAPITULO 6

### ESTUDO COMPARATIVO DAS CARACTERISTICAS EXTERNAS DAS QUATRO TOPOLOGIAS DE CONVERSORES RESSONANTES

#### 6.1 INTRODUÇÃO

As diversas topologias de conversores ressonantes, analisadas nos capítulos anteriores, apresentam características que as distinguem quanto a possíveis aplicações ou métodos de controle do seu fluxo de potência.

Neste capítulo apresenta-se um estudo comparativo dos conversores estudados baseado principalmente em suas características externas, ressaltando as vantagens e desvantagens de cada topologia, sob o enfoque da obtenção de uma boa regulação da tensão de saída.

#### 6.2 ANALISE DAS CARACTERISTICAS EXTERNAS DOS CONVERSORES RESSONANTES.

Nas próximas páginas são apresentadas as principais características externas dos quatro conversores estudados analiticamente neste trabalho e sobre os quais faz-se um estudo comparativo.

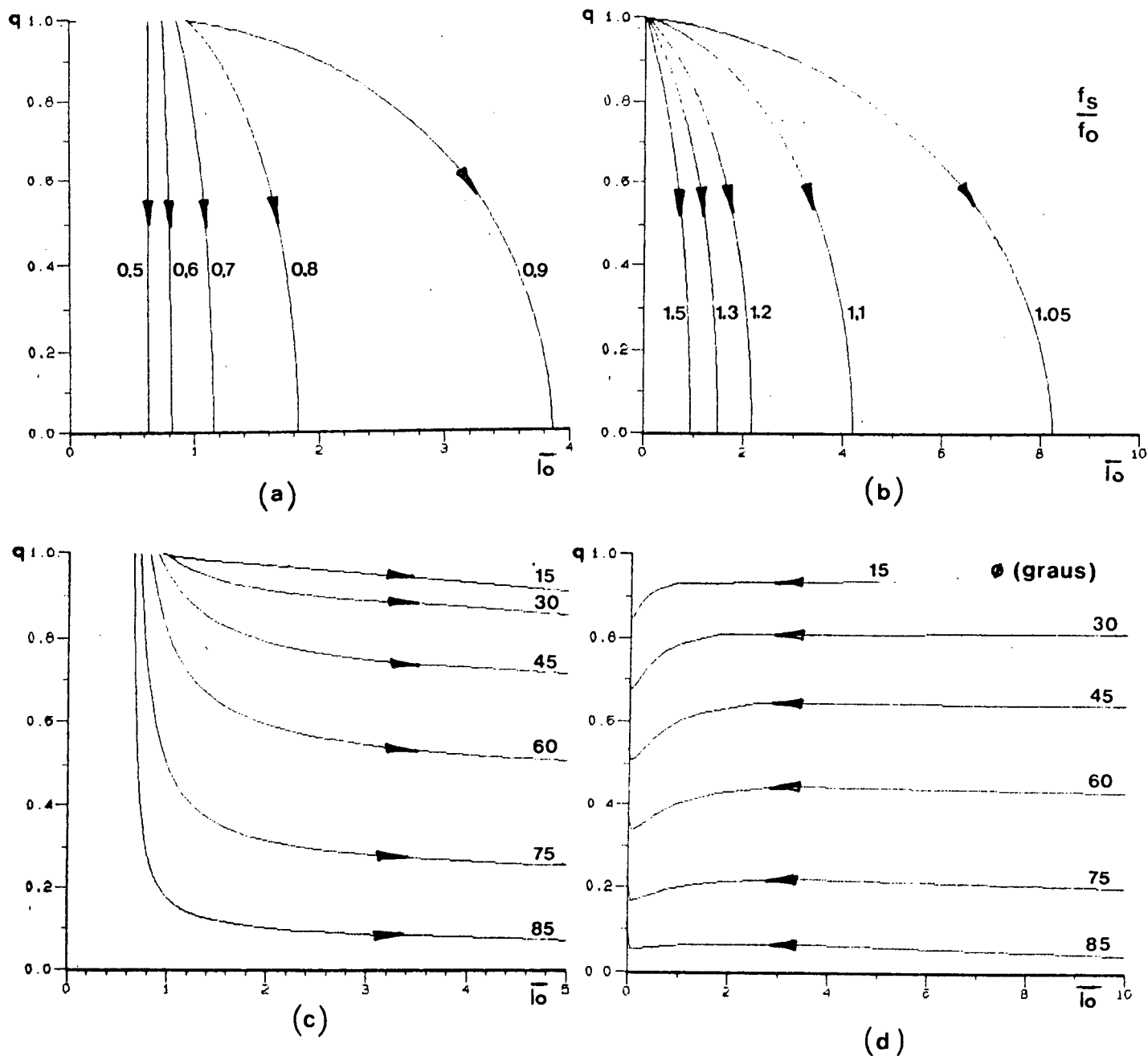


Fig. 6.1 - Características externas do conversor LC-SRC.

(a) relação  $f_s/f_0$  fixa -  $f_s$  menor que  $f_0$

(b) relação  $f_s/f_0$  fixa -  $f_s$  maior que  $f_0$

(c) ângulo  $\phi$  fixo -  $f_s$  menor que  $f_0$

(d) ângulo  $\phi$  fixo -  $f_s$  maior que  $f_0$

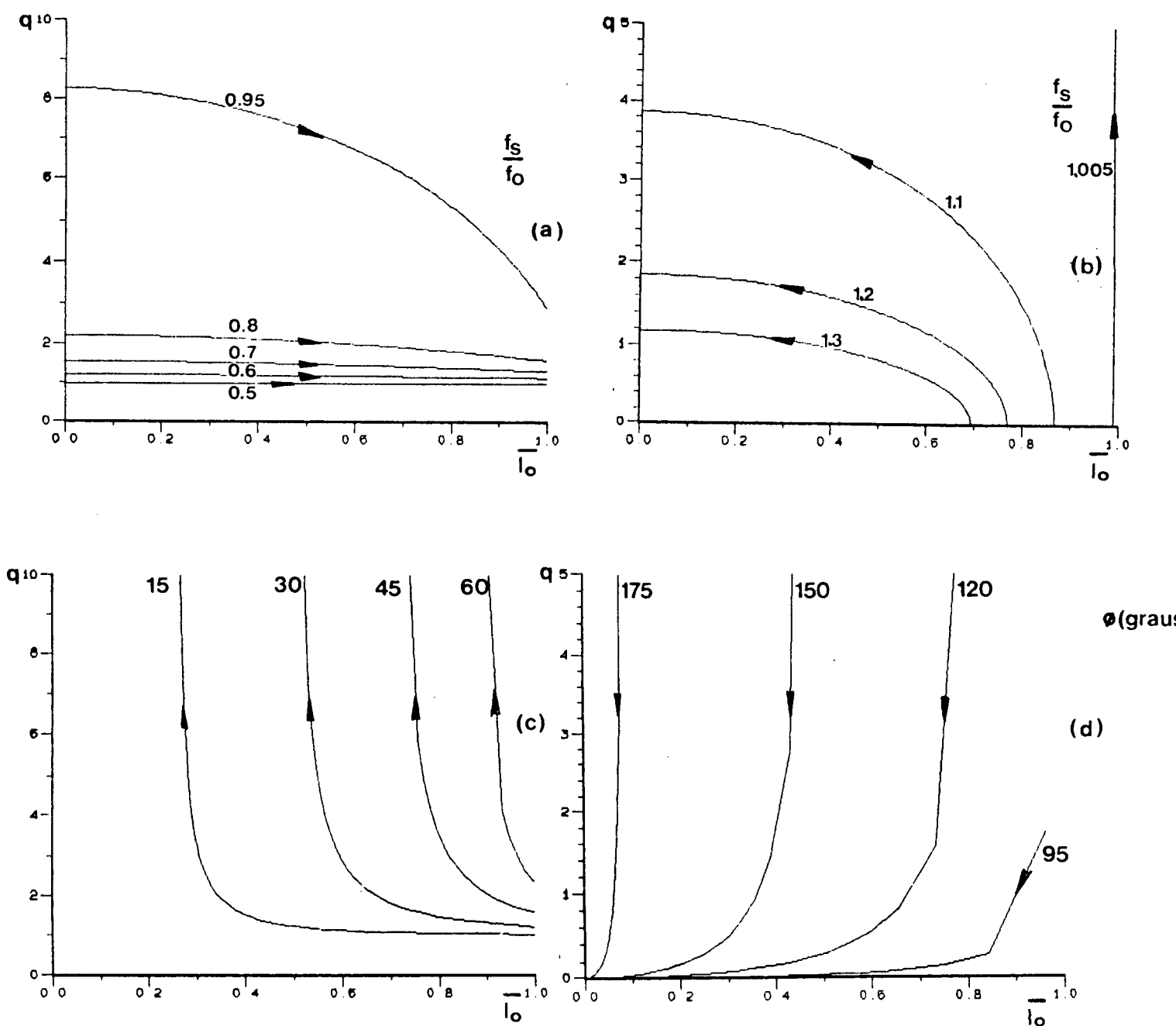


Fig. 6.2 - Características externas do conversor LC-PRC.

(a) relação  $f_s/f_0$  fixa -  $f_s$  menor que  $f_0$

(b) relação  $f_s/f_0$  fixa -  $f_s$  maior que  $f_0$

(c) ângulo  $\phi$  fixo -  $f_s$  menor que  $f_0$

(d) ângulo  $\phi$  fixo -  $f_s$  maior que  $f_0$

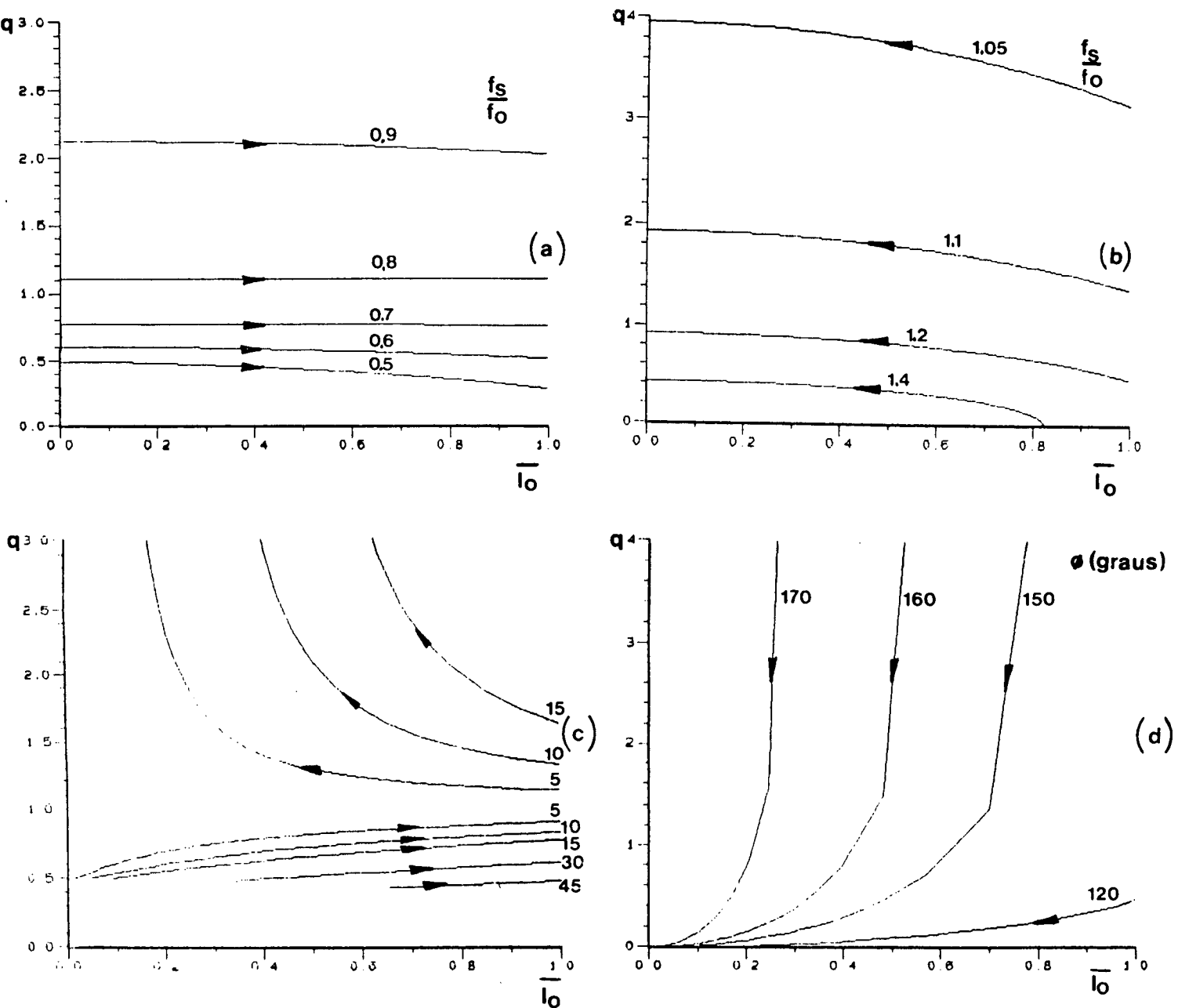


Fig. 6.3 - Características externas do conversor LCC-PRC.

- (a) relação  $f_s/f_0$  fixa -  $f_s$  menor que  $f_0$
- (b) relação  $f_s/f_0$  fixa -  $f_s$  maior que  $f_0$
- (c) ângulo  $\phi$  fixo -  $f_s$  menor que  $f_0$
- (d) ângulo  $\phi$  fixo -  $f_s$  maior que  $f_0$



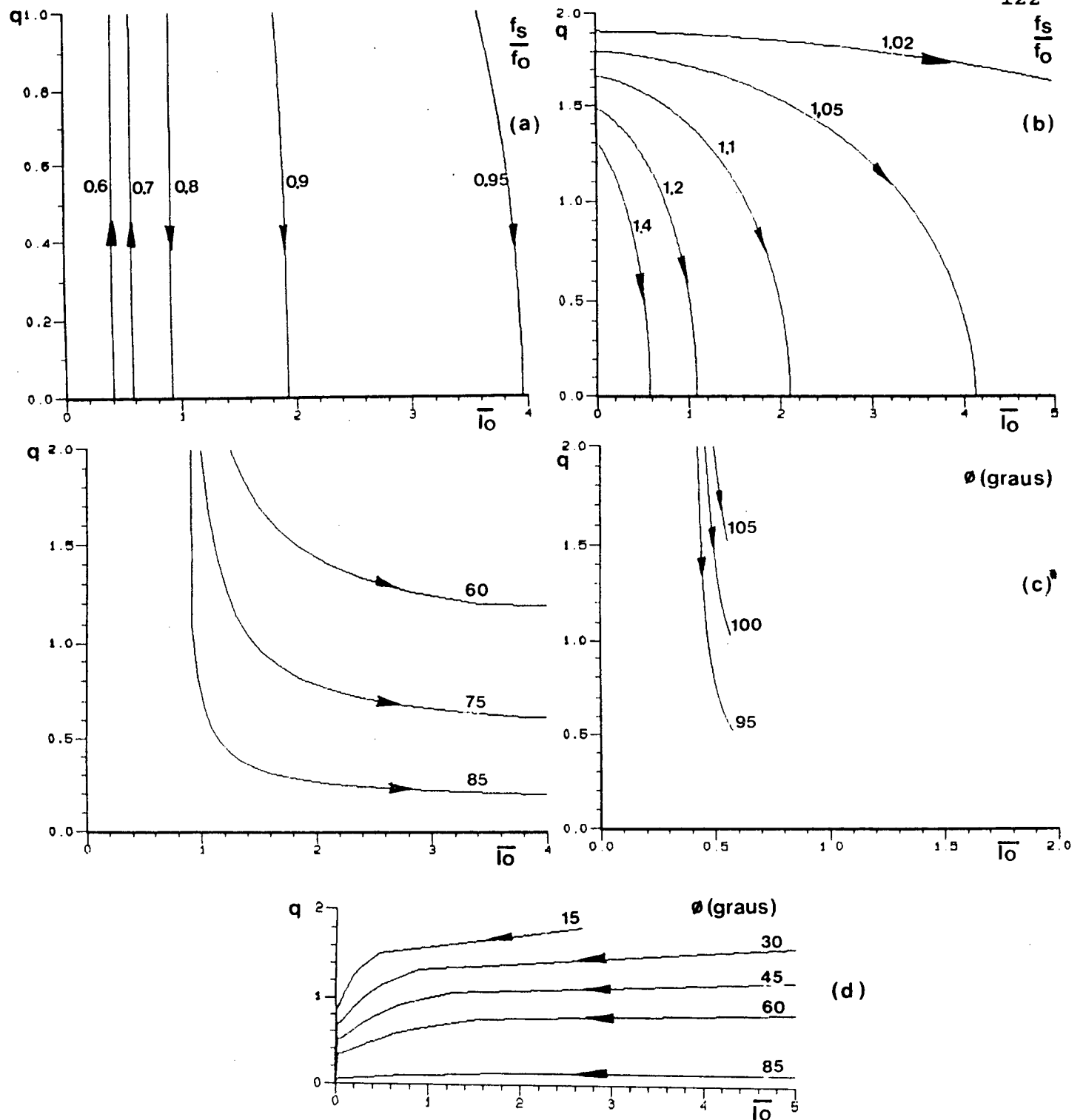


Fig. 6.4 - Características externas do conversor LLC-SRC.

(a) relação  $f_s/f_o$  fixa -  $f_s$  menor que  $f_o$

(b) relação  $f_s/f_o$  fixa -  $f_s$  maior que  $f_o$

(c) ângulo  $\phi$  fixo -  $f_s$  menor que  $f_o$

(d) ângulo  $\phi$  fixo -  $f_s$  maior que  $f_o$

A observação das características externas mostra que o conversor série ressonante LLC possui características externas muito semelhantes as do conversor LC-SRC. O LLC-SRC apresenta como vantagem a possibilidade de se obter tensão de saída maior ou igual a tensão de entrada, sem utilização de transformador, quando  $f_s$  é maior que  $f_0$ . Além disso o controle do seu fluxo de potência ganha uma variável de controle a mais, que é a possibilidade de variação da indutância auxiliar para obter frequência de ressonância variável. Em compensação as características externas do conversor LC-SRC com ângulo  $\phi$  fixo (ângulo de condução dos diodos fixo) apresentam tensão de saída mais estável que as Características do conversor LLC-SRC, ensejando a utilização de ângulo  $\phi$  fixo e frequência de chaveamento variável para se obter um bom controle do fluxo de potência, com regulação da tensão de saída.

Os conversores série ressonante LC e LLC apresentam, para  $f_s$  maior que  $f_0$ , boas características para que seja feito o controle do fluxo de potência com frequência de chaveamento fixa e frequência de ressonância variável, especialmente o LLC que permite obter tensão de saída maior que a entrada. O controle do ângulo  $\phi$  também se apresenta como boa alternativa especialmente para o conversor LC-SRC, mas conta com as desvantagens dos métodos de frequência variável vistos no capítulo 1 deste trabalho.

Ambos os conversores, LC-SRC e LLC-SRC, apresentam características de fonte de corrente a medida que a frequência de chaveamento é reduzida em relação a frequência de ressonância.

Característica de fonte de corrente, na frequência de operação igual a frequência de ressonância, é o que apresentam os conversores paralelo ressonante LC e LCC. A diferença entre eles é

a de que o conversor LCC-PRC apresenta um nível de estabilização da tensão de saída muito grande para frequência de operação fixa, especialmente para frequências próximas a ressonante. As características externas dos dois para ângulo  $\phi$  fixo, especialmente para  $f_s$  maior que  $f_0$ , apresentam comportamento muito próximos de fonte de corrente, não sendo aconselhável sua utilização com este tipo de controle quando se quer obter uma boa regulação da tensão de saída.

Os dois conversores paralelos apresentam para  $f_s$  menor que  $f_0$ , tensão de saída estabilizada. Porém, a operação com frequência abaixo da ressonante acarreta em comutação ZCS (sob corrente zero) em suas chaves que é menos apropriada que a comutação ZVS (sob tensão zero), que aparece na operação com  $f_s$  acima da ressonante, já que esta permite operação para altíssimas frequências de chaveamento devido a absorção das capacitâncias parasitas das chaves pelo circuito do conversor.

### 6.3 MÉTODOS PARA CONTROLE DOS CONVERSORES RESSONANTES

Apresenta-se neste item, a partir da análise das características externas, indicações de métodos de controle para cada conversor estudado, quando se tem como objetivo a obtenção de regulação da tensão de saída.

#### 6.3.1 CONVERSOR LC-SRC

Podem ser bem empregados os métodos de controle com frequência variável como o controle do ângulo de condução dos diodos, ou com frequência fixa, como o método do defasamento para  $f_s$  igual a  $f_0$  [2] ou como o método da frequência de ressonância variável, onde podemos variar o valor do capacitor ou do indutor ressonante.

Os métodos com frequência fixa evidentemente apresentam as desvantagens citadas no item 1.4 do capítulo 1.

#### 6.3.2 CONVERSOR LC-PRC

Para obtenção de uma boa regulação da saída o único método que pode-se oferecer, a partir da observação das características externas, é o método da frequência fixa, com valor próximo a metade da frequência ressonante e controle por defasamento. Existe porém neste caso comutação sob corrente nula (ZCS) que é menos apropriada que a comutação sob tensão nula (ZVS), da operação com  $f_s$  maior que  $f_0$ , quando se deseja trabalhar com frequências elevadas.

### 6.3.3 CONVERSOR LCC-PRC

A exemplo do conversor LC-PRC, este conversor apresenta como melhor método para regulação da tensão de saída o método da frequência de chaveamento fixa abaixo da frequência de ressonância. As melhores frequências para isto são as frequências próximas a  $f_{02}$  (ver capítulo 4).

O emprego do defasamento aparece como boa alternativa para controle do fluxo de potência neste caso. A desvantagem decorre da comutação ZCS nas chaves. Apesar de existir um capacitor a mais na topologia em relação ao LC-PRC, o que a primeira vista pareceria vantajoso, isto não significa ganho no controle do fluxo de potência, pois as características externas não apontam o método da frequência de chaveamento fixa com frequência de ressonância variável como um bom método de controle para este conversor.

### 6.3.4 CONVERSOR LLC-SRC

Com características externas muito semelhantes as do conversor LC-SRC, este conversor apresenta como grande vantagem em relação ao conversor LC-SRC a possibilidade de tensão maior ou igual a tensão de entrada, como já foi citado anteriormente.

O controle do seu fluxo de potência, para se obter boa regulação da tensão de saída, pode ser efetuado por diversos métodos, como podemos deduzir da observação das características externas. São eles: frequência variável e ângulo  $\phi$  fixo (razoável para  $f_s$  maior que  $f_0$  e limitado para  $f_s$  menor que  $f_0$ ), frequência fixa e defasamento (para  $f_s$  igual a  $f_0$ ) e ainda com frequência de ope-

ração fixa e frequência de ressonância variável (tanto para  $f_s$  maior que  $f_0$  quanto  $f_s$  menor que  $f_0$ ). Logicamente que a operação com relação  $f_s/f_0$  maior que zero é mais desejável devido a comutação ZVS nas chaves. Este último método apresenta para o conversor LLC-SRC uma vantagem, que é a possibilidade de uma variável a mais de controle que é a indutância auxiliar em paralelo  $L_2$ .

Este motivo aliado ao desejo de estudo experimental desta topologia com método de controle do fluxo de potência empregando frequência de ressonância variável levou ao levantamento das características externas do conversor em questão para três variáveis de controle diferentes:

- 1)  $L_1$  e  $L_2$  variáveis e  $L$  equivalente constante, portanto  $f_0$  constante (figura 6.5).
- 2)  $L_1$  constante,  $L_2$  variável e  $f_0$  variável (figura 6.6).
- 3)  $L_1$  variável,  $L_2$  constante e  $f_0$  variável (figura 6.7).

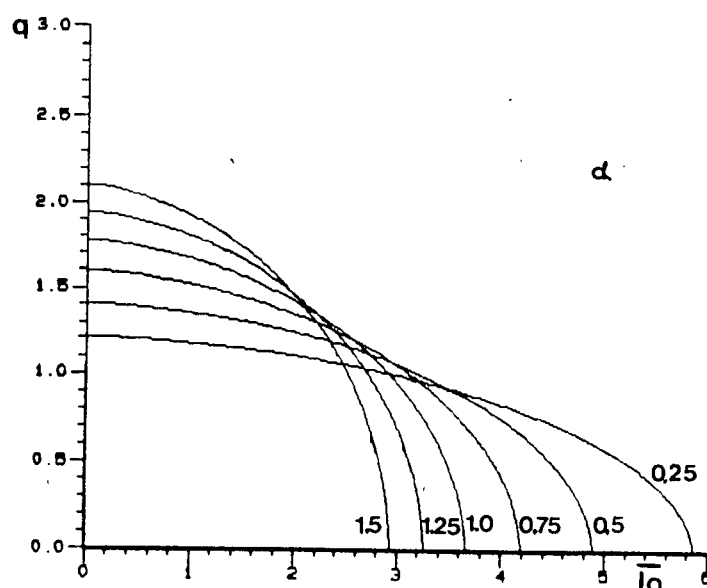


Fig. 6.5 - Característica externa do conversor LLC-SRC para  $f_0$  constante,  $L_1$  e  $L_2$  variável.

$$\alpha = L_1/L_2 \quad \text{e} \quad L_2 = L(1+\alpha)/\alpha$$

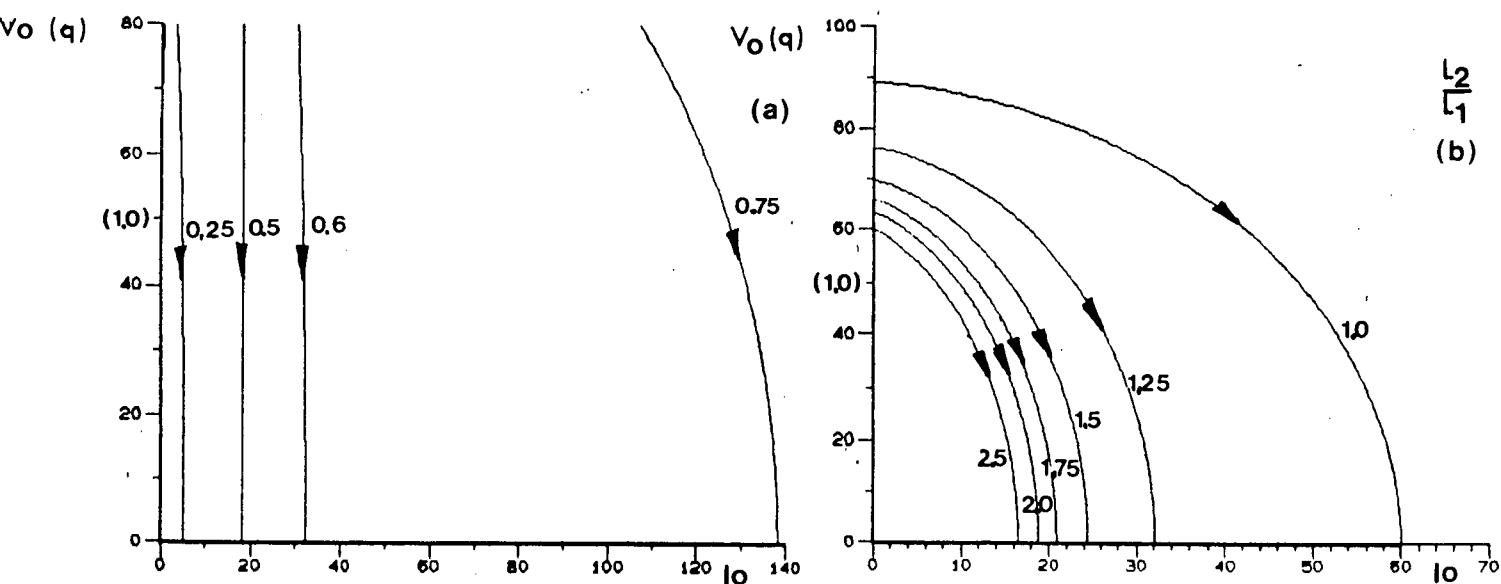


Fig. 6.6 - Característica externa do conversor LLC-SRC para  $f_0$  variável com  $L_1$  constante e  $L_2$  variável.

(a)  $f_s$  menor que  $f_0$  (b)  $f_s$  maior que  $f_0$

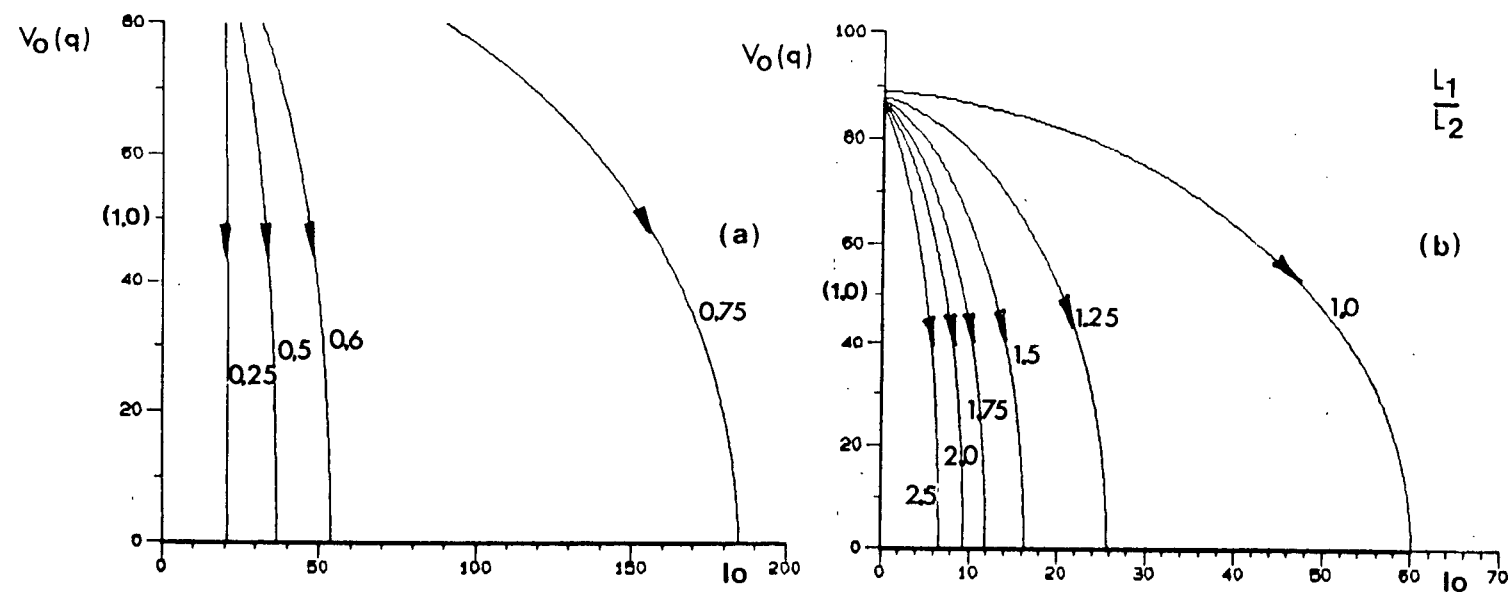


Fig. 6.7 - Característica externa do conversor LLC-SRC para  $f_0$  variável com  $L_2$  constante e  $L_1$  variável.

(a)  $f_s$  menor que  $f_0$  (b)  $f_s$  maior que  $f_0$

As figuras 6.6 e 6.7 tem para corrente valores não normalizados devido a indutância equivalente  $L$  não ser constante (ver capítulo 5).

Observando estas características externas pode-se notar a extrema semelhança das curvas da figura 6.7 com as curvas do conversor LC-SRC com possibilidades de uma razão tensão de saída/tensão de entrada maior que 1 fora da frequência de ressonância.

A variação da indutância  $L_1$ , mantendo a frequência de chaveamento fixa e maior que  $f_0$ , se apresenta como um bom método para controle do fluxo de potência a partir da observação das características externas.

Assim sendo a variação da indutância  $L_1$  ( $f_s$  fixa,  $f_0$  variável) foi o método escolhido para o controle experimental do fluxo de potência do conversor LLC-SRC.



#### 6.4 CONCLUSÕES

O estudo comparativo das características externas dos conversores nos apresentaram as principais características dos mesmos e os melhores métodos para controle do fluxo de potência, a fim de se obter regulação da tensão de saída.

Uma análise mais aprofundada do conversor LLC-SRC, especialmente no que concerne ao seu controle do fluxo de potência com frequência de ressonância variável e frequência de chaveamento fixa, foi efetuada e levou a conclusão de que uma boa maneira de se fazer este controle é a variação da indutância principal  $L_1$ .

Como obstáculo para este tipo de controle aparece a dificuldade de obtenção de um meio confiável de variação de indutâncias em altas frequências. Assim, decidiu-se pelo estudo de métodos de obtenção de indutâncias variáveis. De posse de um método seguro e confiável será efetuado um estudo experimental do controle do conversor LLC-SRC com frequência de operação fixa e frequência de ressonância variável.

## CAPITULO 7

### O CIRCUITO DE INDUTÂNCIA VARIÁVEL

#### 7.1 INTRODUÇÃO

O controle do fluxo de potência em conversores ressonantes, através da variação da frequência de ressonância, tem levado a um crescente estudo de métodos para variação dos valores de indutâncias e capacitâncias.

A obtenção de indutâncias e capacitâncias variáveis pode ser conseguida através de sua variação eletrônica, empregando chaves controladas que permitem uma otimização do controle e conseqüentemente a automação do processo de modificação de valores. Além disso, desse modo, abre-se a possibilidade de uma variação contínua de valores de indutâncias e capacitâncias, com boa performance dinâmica. Finalmente, através de suas características de chaveamento pode-se obter baixas perdas.

Neste capítulo estuda-se um novo conceito de geração de indutância variável utilizando chaves bidirecionais em corrente e tensão comutando sob tensão nula. Este conceito é baseado nos circuitos estudados na referência [9] deste trabalho.

O princípio de operação e um exemplo de projeto são apresentados junto a resultados experimentais para validação da análise teórica.

O circuito aqui estudado e desenvolvido será aproveitado

posteriormente para controle do fluxo de potência do conversor LLC-SRC.

## 7.2 ESTRUTURA DO CIRCUITO DE INDUTÂNCIA VARIÁVEL

A estrutura sugerida para o circuito de indutância variável é apresentada na figura 7.1, consistindo de uma capacitância variável [9] em série com um indutor de valor fixo.

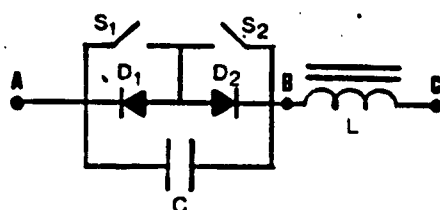


Fig. 7.1 - Circuito de indutância variável.

Este circuito tem boa performance em altas frequências com baixas perdas e poucas harmônicas de corrente.

Com valores adequados para o indutor L e o capacitor C e um chaveamento correto de S<sub>1</sub> e S<sub>2</sub>, pode-se obter, entre os pontos A e C, uma indutância que varie de zero até L.

## 7.3 PRINCIPIO DE OPERAÇÃO E DESCRIÇÃO MATEMÁTICA

Primeiro analisa-se a capacitância variável entre os pontos A e B.

A capacitância variável é obtida pela conexão em parale-

lo de uma chave bidirecional e um capacitor.

Supondo uma corrente senoidal aplicada entre os pontos A e B, definida a seguir e que pode ser vista na figura 7.2.

$$i_{AB}(t) = I_m \cos(\omega t) \quad (7.1)$$

O sinal de controle das chaves  $S_1$  e  $S_2$  serão sincronizados com a corrente por um ângulo de controle  $\alpha$ , que pode ser variado de  $\pi/2$  a  $\pi$ . Este sinal pode ser o mesmo para  $S_1$  e  $S_2$  porque somente a chave com corrente direta entrará em condução. Na figura 7.2 pode-se observar o ângulo  $\alpha$  e o sinal de comando das chaves.

Supondo  $S_1$  conduzindo, a corrente passando por  $S_1$  e  $D_2$  e a tensão no capacitor zero, inicia-se a análise.

Em  $\theta_1$ ,  $S_1$  é bloqueada, então a corrente começa a passar através do capacitor C carregando e descarregando o mesmo. A tensão entre os pontos A e B então pode ser definida por:

$$v_{AB}(t) = 1/C \int_{\theta_1/\omega}^t I_m \cos(\omega t) dt \quad (7.2)$$

que resulta em:

$$v_{AB}(t) = I_m [\sin(\omega t) - \sin(\theta_1)] / (\omega C) \quad (7.3)$$

No instante  $\theta_2$ , a tensão zera e a chave  $S_2$  é disparada. Então a corrente começa a passar através de  $S_2$  e  $D_1$ . Assim:

$$v_{AB}(\omega t = \theta_2) = 0 \quad (7.4)$$

O que significa que:

$$\theta_2 = \pi - \theta_1 \quad (7.5)$$

pois  $\sin(\pi - \theta_1)$  é igual a  $\sin(\theta_1)$ .

O próximo meio ciclo terá uma operação similar.

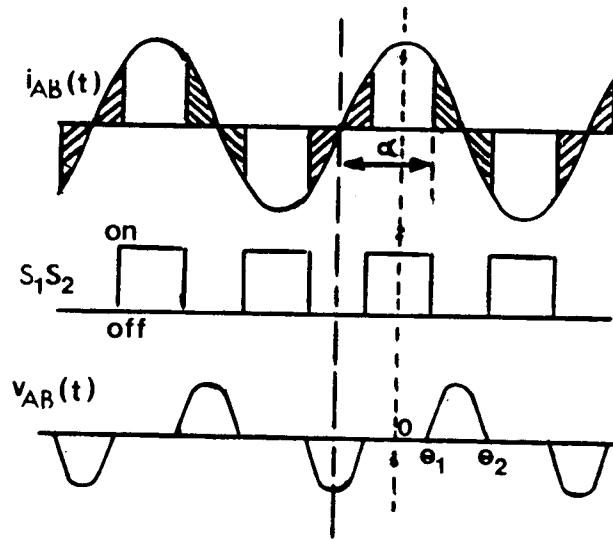


Fig. 7.2 - Formas de onda da capacitância variável.

- (a) corrente  $i_{AB}(t)$
- (b) sinal de comando de  $S_1, S_2$
- (c) tensão  $v_{AB}(t)$  no capacitor.

Utilizando expansão por série de Fourier e considerando somente a componente fundamental, a tensão pode ser calculada aproximadamente como segue:

$$v_{AB}(t) = I_m \{1 - [2\theta_1 + \sin(2\theta_1)]\} \sin(\omega t) / (\omega C) \quad (7.6)$$

Porém, observando a figura 7.2 pode-se tirar que  $\theta_1$  vale  $(\alpha - \pi/2)$ , então pode-se substituir  $\theta_1$  pelo ângulo de controle  $\alpha$  na expressão (7.6) e a tensão fica sendo:

$$v_{AB}(t) = I_m \{2 - [2\alpha - \sin(2\alpha)] / \pi\} \sin(\omega t) / (\omega C) \quad (7.7)$$

Ainda nas formas de onda da figura 7.2 pode-se observar que a corrente está adiantada em relação a tensão. Portanto, o circuito entre A e B age como um capacitor equivalente e a capacitância pode ser obtida como segue:

$$i_{AB}(t) = C_{eq} [dv_{AB}(t)/dt] \quad (7.8)$$

Substituindo (7.1) e (7.7) em (7.8) tem-se:

$$C_{eq} = C / \{2 - [2\alpha - \sin(2\alpha)] / \pi\} \quad (7.9)$$

Fica evidente na forma de onda da tensão  $v_{AB}(t)$  e dos

sinais de comando de  $S_1, S_2$ , na figura 7.2, que não há intersecção entre a tensão e a corrente nas chaves. Assim, as perdas de chaveamento na capacitância variável devem ser muito pequenas.

Então com um detetor de tensão zero sobre o capacitor  $C$ , pode-se controlar o valor da capacitância equivalente. Desta forma obtem-se uma indutância variável entre os pontos A e C.

A expressão da indutância equivalente entre A e C é obtida da seguinte maneira.

$$X_{Leq} = (X_L - X_{Ceq}) \quad (7.10)$$

$$wL_{eq} = wL - 1/(wC_{eq}) \quad (7.11)$$

Substituindo a expressão (7.9) na expressão (7.11) obtem-se a expressão da indutância equivalente.

$$L_{eq} = L - \{2 - [2\alpha - \sin(2\alpha)]/\pi\} / (w^2 C) \quad (7.12)$$

onde os valores de  $L$ ,  $C$  e  $\alpha$  são conhecidos.

Com esta expressão nós podemos projetar um circuito de indutância variável que será utilizado no controle do fluxo de potência do conversor LLC-SRC.

A corrente através do circuito pode ser uma corrente não senoidal pura como visto na expressão (7.1), mas não deve ser descontínua a fim de que o princípio da indutância variável permaneça o mesmo.

#### 7.4 PROJETO DE UM CIRCUITO DE INDUTÂNCIA VARIÁVEL

Analisando a expressão (7.12) nota-se que quando o ângulo  $\alpha$  vale  $\pi$ , tem-se o valor máximo da indutância equivalente pois a expressão com  $\alpha$  torna-se zero e  $L_{eq}$  vale  $L$ .

Quando o ângulo  $\alpha$  vale  $\pi/2$ , tem-se o valor mínimo da indutância equivalente, porque tem-se o maior valor da expressão de  $\alpha$ .

Sabendo os valores máximo e mínimo que a indutância variável pode assumir, de acordo com as especificações dos limites que se deseja para o controle do fluxo de potência, por exemplo, emprega-se a expressão (7.12) como segue:

$$L_{eqMAX} = L \quad (7.13)$$

e

$$L_{eqMIN} = L - 1/(w^2 C) \quad (7.14)$$

Com estas expressões obtém-se os valores de  $L$  e  $C$ , sabendo  $L_{eqMAX}$ ,  $L_{eqMIN}$  e  $f_s$ .

O dimensionamento das chaves  $S_1$  e  $S_2$  dependem das características do circuito onde vamos empregar a indutância variável.

## 7.5 O CIRCUITO DE COMANDO

O diagrama de blocos do circuito de comando necessário para o controle da variação da indutância é apresentado na figura 7.3.

A principal dificuldade encontrada para implementação de um circuito de indutância variável foi a obtenção de um circuito de comando capaz de operar em altas frequências.

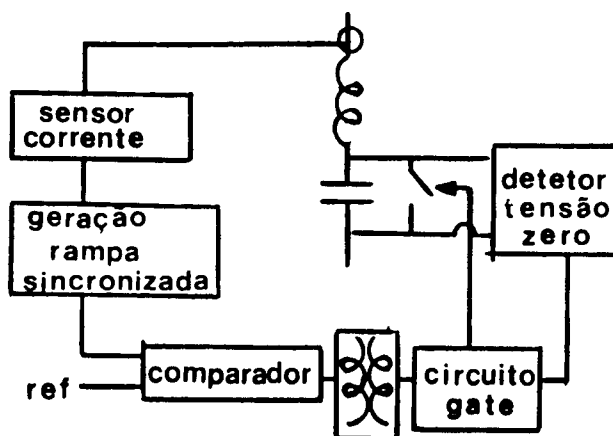


Fig. 7.3 - Diagrama de blocos do circuito de comando.

Os circuitos das figuras 7.4 e 7.5 foram projetados e testados com boa performance para 20KHz.

A figura 7.4 apresenta o circuito de sinal de controle, responsável pela geração de uma rampa, que é comparada com um sinal de referência para a geração de um sinal de controle  $V_i$ , proporcional a necessidade de um maior ou menor valor de indutância equivalente.

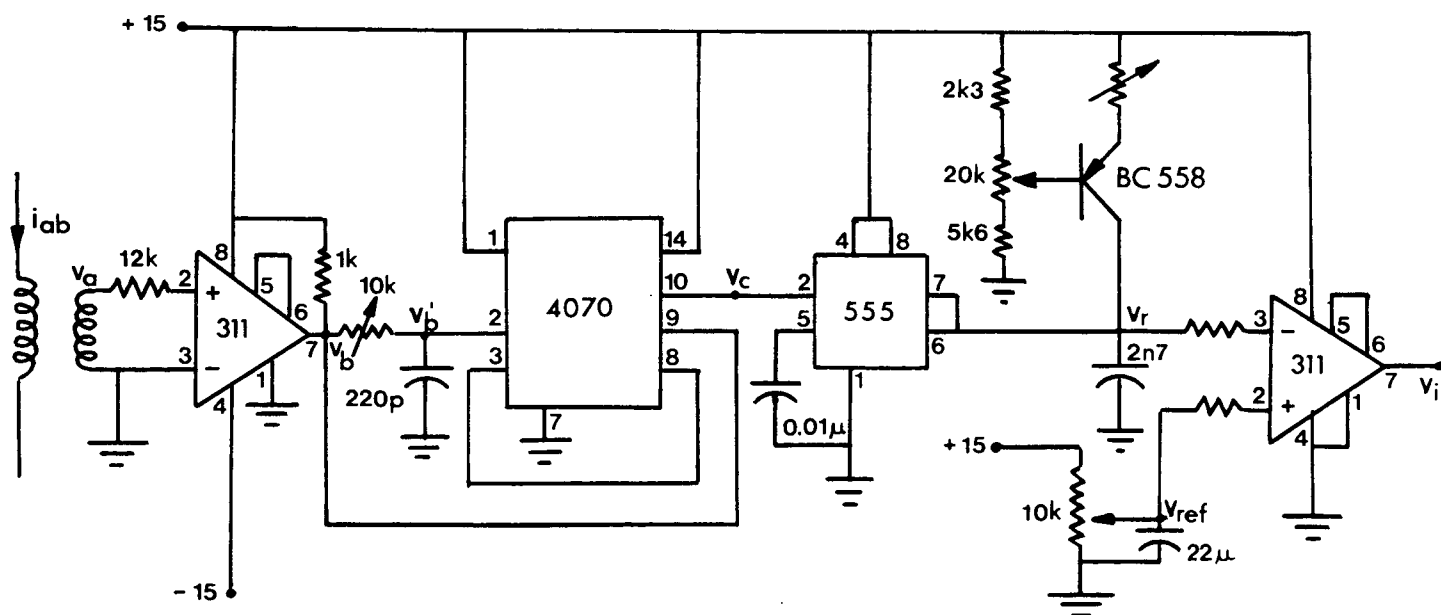


Fig. 7.4 - Circuito de sinal de controle.



Já na figura 7.5, o circuito de gate apresentado detecta a passagem por zero da tensão no capacitor C do circuito de induktância variável. Com a ajuda de um foto acoplador que isola a parte de controle da parte de potência do circuito, pode-se gerar o sinal de gate das chaves  $S_1$  e  $S_2$ .

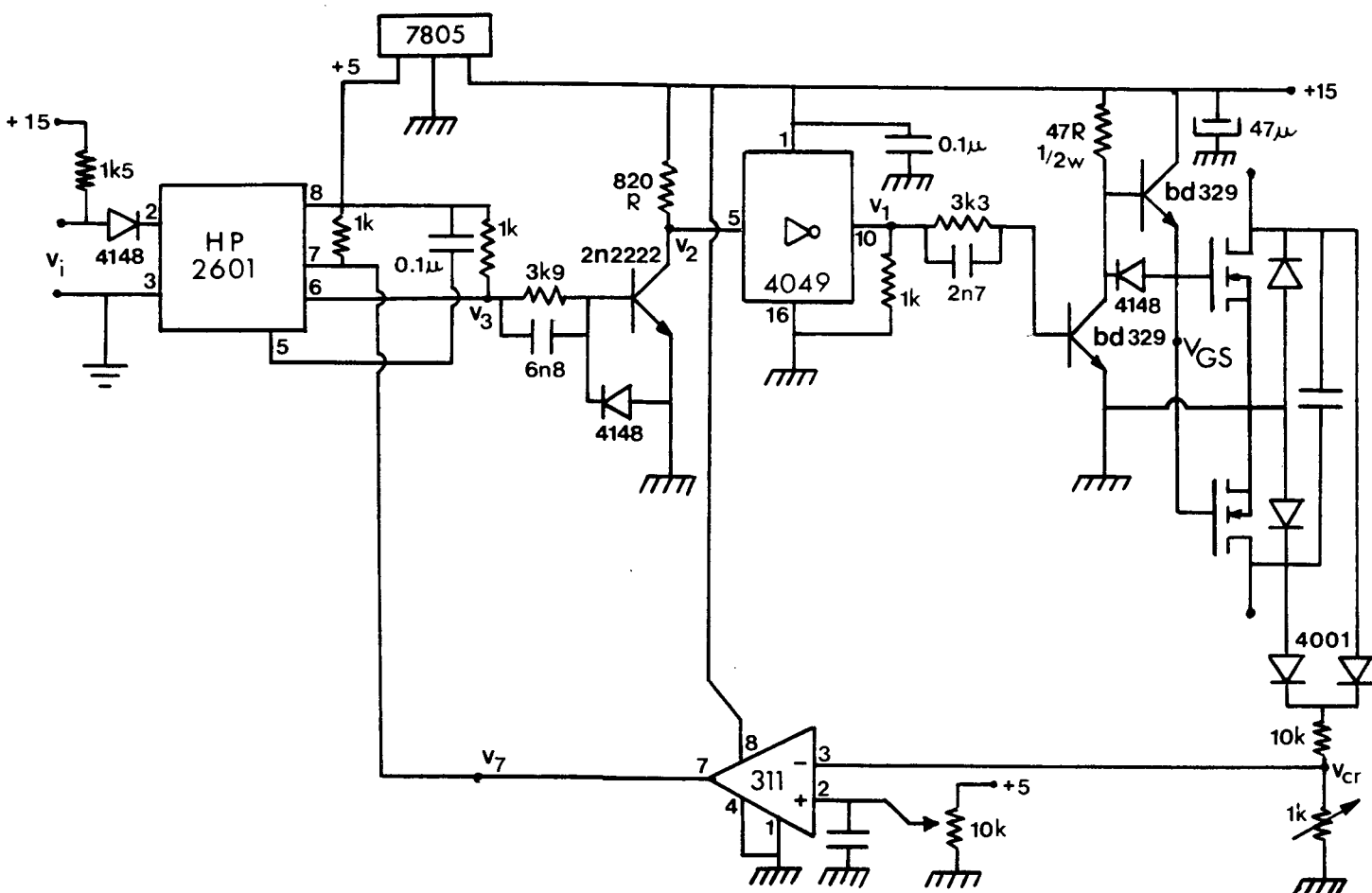


Fig. 7.5 - Circuito de gate.

Na figura 7.6 pode-se observar as principais formas de onda do circuito de comando.

As formas de onda da corrente do circuito e da tensão sobre o capacitor também são apresentadas.

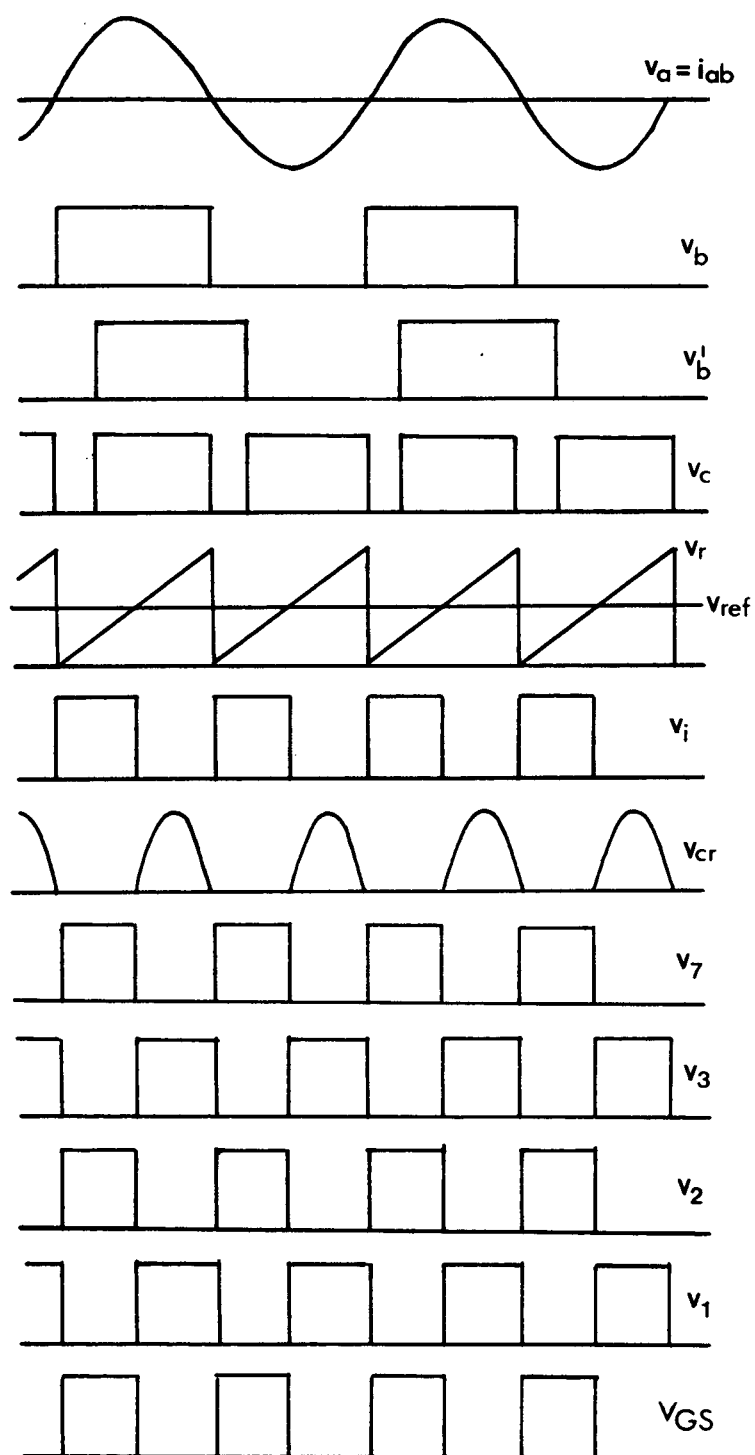


Fig. 7.6 - Formas de onda do circuito de comando.

(a) sinais do circuito de controle

(b) sinais do circuito de gate

## 7.6 IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO DE INDUTÂNCIA VARIÁVEL

Um protótipo de inversor, que no capítulo 8 será utilizado para implementação do conversor LLC-SRC, foi utilizado a fim de verificar-se a validade da análise teórica do circuito de indutância variável.

Para isto foi desenvolvido um circuito de indutância variável com as seguintes características:

$$L_{eqMAX} = 1,375 \text{ mH}$$

$$L_{eqMIN} = 0,525 \text{ mH}$$

$$f_s = 20 \text{ KHz}$$

Estes dados foram retirados do projeto do conversor LLC-SRC que será apresentado no próximo capítulo.

Com os dados acima usando-se as expressões (7.13) e (7.14) e calcula-se:

$$L = 1,375 \text{ mH}$$

$$C = 74 \text{ nF}$$

O valor comercial do capacitor de 74 nF disponível era de 62 nF o qual foi utilizado na implementação do circuito.

Como chaves  $S_1$  e  $S_2$  utilizou-se os MOSFET's BUZ 84A da SIEMENS ( $V_{DS}=800V$ ,  $I_D=6,0A$ ).

O circuito de potência implementado é apresentado na figura 7.7.

Na figura 7.8 pode-se observar a variação teórica e experimental da indutância equivalente em função do ângulo de controle no circuito de indutância variável.

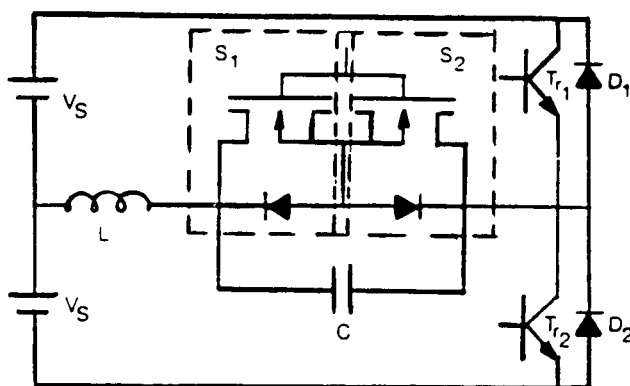


Fig. 7.7 - Inversor com circuito de indutância variável.

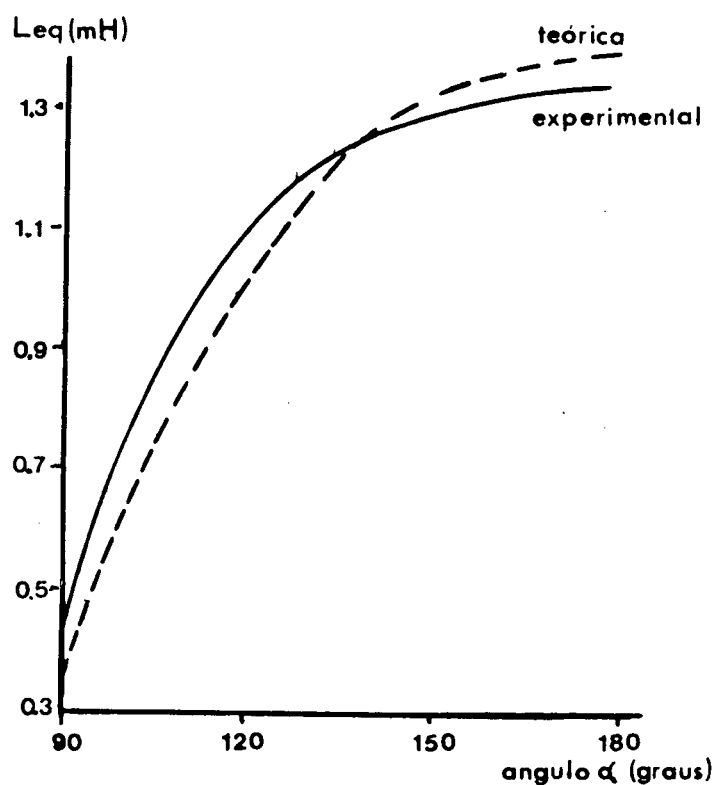
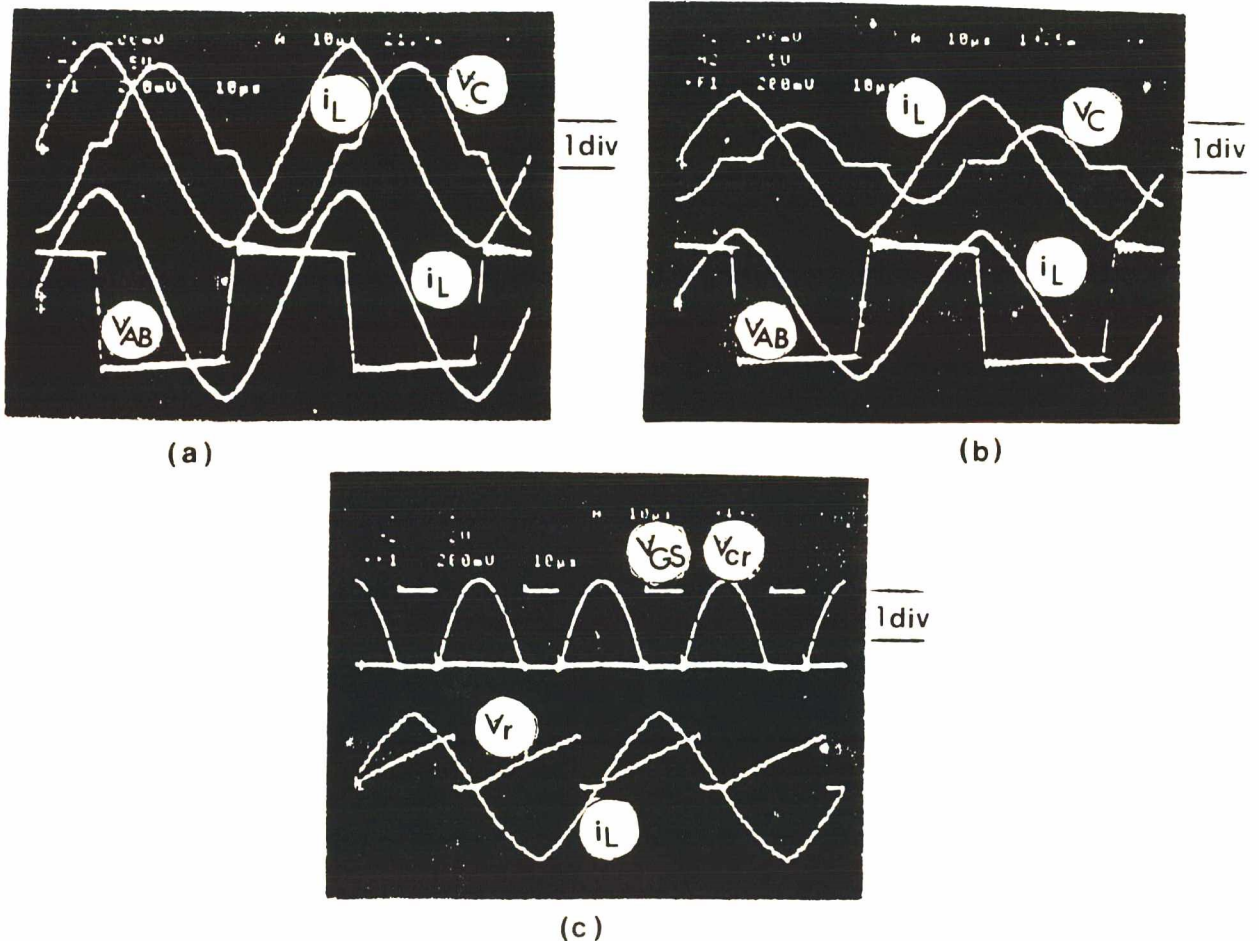


Fig. 7.8 - Curvas teórica e experimental da indutância equivalente em função do ângulo  $\alpha$ .

A diferença entre os valores teóricos e experimentais se devem ao método de medição empregado para determinação da indutância equivalente, pois tem-se uma tensão quadrada entre os pontos A e C.

Nas figuras 7.9(a) e 7.9(b) pode-se observar as formas de onda obtidas experimentalmente do circuito de indutância variável para uma tensão  $V_s$  de entrada de 50 Volts. Através destas formas de onda pode-se notar a validade da teoria desenvolvida neste capítulo.



7.9 - Formas de onda experimentalmente obtidas do circuito de indutância variável para:  $V_s = 50 \text{ V}$  e  $f_s = 20 \text{ KHz}$ .

(a)  $\alpha = 100^\circ$  -  $V_C$  (50V/div);  $i_L$  (0,4A/div);  $V_{AB}$  (50V/div)

(b)  $\alpha = 122^\circ$  -  $V_C$  (50V/div);  $i_L$  (0,4A/div);  $V_{AB}$  (50V/div)

(c)  $\alpha = 122^\circ$  -  $V_{GS}$  (10V/div);  $i_L$  (0,4A/div);  $V_{CR}$  (20V/div);  
 $V_R$  (10V/ div)

A figura 7.9(c) mostra que a duração da rampa  $V_R$  é menor que  $180^\circ$  devido a dificuldades de ajuste do circuito de comando apresentado na figura 7.4. Entretanto, na figura 7.8 pode-se observar que a indutância equivalente é praticamente constante para ângulos  $\alpha$  maiores que  $150^\circ$ . Então a faixa de variação da indutância equivalente não é sacrificada por esta limitação de ângulo. Como consequência o circuito proposto pode ser utilizado em aplicações práticas.

### 7.7 CONCLUSÕES

Um novo conceito de circuito de indutância variável foi estudado neste capítulo, a fim de obter-se um bom circuito para variação da frequência de ressonância e permitir o controle do fluxo de potência do conversor LLC-SRC.

As principais vantagens do circuito estudado são a boa performance em altas frequências, baixas perdas de chaveamento e introdução de poucas harmônicas de corrente na estrutura que o emprega.

Assim, este capítulo apresentou, além da análise teórica um circuito de comando isolado que dispara as chaves bidirecionais, compostas de dois MOSFET's, no momento em que a tensão cai a zero e as bloqueia sob o comando de um ângulo  $\alpha$  que irá controlar o valor de indutância equivalente. Isto significa que os dois MOSFET's e o circuito de comando formam dois tiristores duais em série.

Com este circuito de comando, foi projetado um circuito

de indutância variável que foi testado experimentalmente e apresentou bons resultados para ser empregado no conversor LLC-SRC com controle do fluxo de potência com frequência de ressonância variável.

## CAPITULO 8

### ESTUDO EXPERIMENTAL DO CONVERSOR LLC-SRC

#### 8.1 INTRODUÇÃO

O estudo do controle de conversores ressonantes tem levado ao estudo de novas topologias dos mesmos, como é o caso do conversor LLC-SRC introduzido e analisado no capítulo 5 do presente trabalho.

Por ser o conversor LLC-SRC uma estrutura sobre a qual não se encontra registro na literatura atual, foi realizado e será apresentado neste capítulo um protótipo de laboratório com a finalidade de comprovar os resultados da análise teórica realizada, bem como analisar a eficiência do controle do seu fluxo de potência, regulando-se a sua tensão de saída, através da variação da frequência de ressonância por intermédio da variação do seu indutor principal  $L_1$ , lançando mão do circuito de indutância variável apresentado no capítulo anterior.

Assim sendo, primeiramente será apresentado um estudo experimental do conversor LLC-SRC operando sem o circuito de indutância variável, e posteriormente, com o circuito de indutância variável para fins de validação do estudo teórico realizado nos capítulos anteriores.



## 8.2 DESCRIÇÃO DA MONTAGEM

A estrutura escolhida para ser implementada experimentalmente é apresentada na figura 8.1.

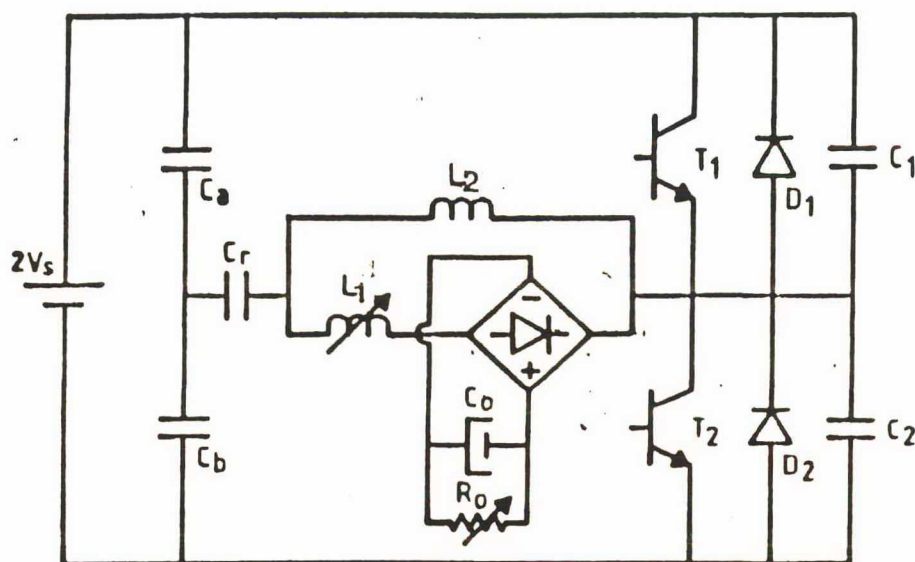


Fig. 8.1 - Conversor LLC-SRC estudado experimentalmente.

Esta estrutura é composta de um inversor de meia ponte no estágio de entrada, de um link ressonante composto por um capacitor e um indutor de valores fixos e uma indutância de valor variável em série com uma ponte retificadora no estágio de saída.

Para fins de estudo experimental foram aproveitados protótipos já existentes no laboratório, resultantes de outros estudos como é o caso do inversor de meia ponte mais o capacitor  $C_r$ , provenientes do trabalho da referência [11], que estudava aquecimento indutivo, e da ponte retificadora de diodos, retirada do trabalho da referência [2].

O inversor de meia ponte foi projetado para operar com frequência de 20 KHz.

O capacitor de filtragem da tensão de saída  $C$  foi di-

mensionado experimentalmente onde chegou-se ao valor de  $20 \mu\text{F}$ .

Para indutâncias do circuito ressonante foram construídos três indutores, sendo que um foi utilizado como indutância auxiliar  $L_2$  e os outros dois foram utilizados como indutância principal  $L_1$ , cujo valor pode ser variado através do método descrito no capítulo 7.

Assim os valores dos componentes utilizados nesta montagem foram os seguintes:

$$C_a = C_b = 5,0 \mu\text{F}$$

$$C_r = 0,33 \mu\text{F}$$

$$C_1 = C = 20 \text{ nF}$$

$$L_2 = 510 \mu\text{H}$$

$$L_1 = 525 \mu\text{H} - 1.375 \mu\text{H}$$

$$C_o = 20 \text{ nF}$$

Como carga variável foi utilizado um banco de resistores que variavam de  $110 \Omega$  a  $13 \Omega$ .

A montagem aqui descrita foi utilizada para verificação do comportamento do conversor LLC-SRC sem variação do valor da indutância  $L_1$  e com variação do valor de  $L_1$  para fins de controle do fluxo de potência. Os resultados obtidos são apresentados a seguir.

### 8.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS SEM O CIRCUITO DE INDUTÂNCIA VARIÁVEL.

Para obtenção dos resultados a seguir, o conversor LLC-SRC foi posto a operar com tensão de entrada  $V_s$  de 100 Volts e o valor do indutor  $L_1$  utilizado foi de 525  $\mu\text{H}$ .

Foi desenvolvido um programa para simulação do conversor LLC-SRC de meia ponte apresentado na figura 8.1, empregando as expressões do capítulo 5. Este programa fornece além das formas de onda do circuito ressonante, as formas de onda nas chaves deste conversor. O programa é apresentado no apêndice A deste trabalho.

Primeiramente simulou-se o conversor com o programa desenvolvido e obteve-se as formas de onda da figura 8.2, que são as formas de onda que esperava-se obter experimentalmente. Além desta simulação, foi efetuada a obtenção da característica externa teórica utilizando o programa desenvolvido no capítulo 5. Esta característica é apresentada na figura 8.3.

A operação do conversor LLC-SRC com uma indutância  $L_1$  de 525  $\mu\text{H}$  e  $L_2$  de 510  $\mu\text{H}$  resulta em operação com  $f_s$  maior que  $f_0$  e uma relação  $L_1/L_2$  de 1,03.

Da curva teórica da figura 8.3, pode-se tirar que para  $V_o$  de 100 Volts deve-se ter uma corrente de saída de 3,2 Ampères o que leva a ter uma potência de saída de 320 Watts para as curvas teóricas da figura 8.2.

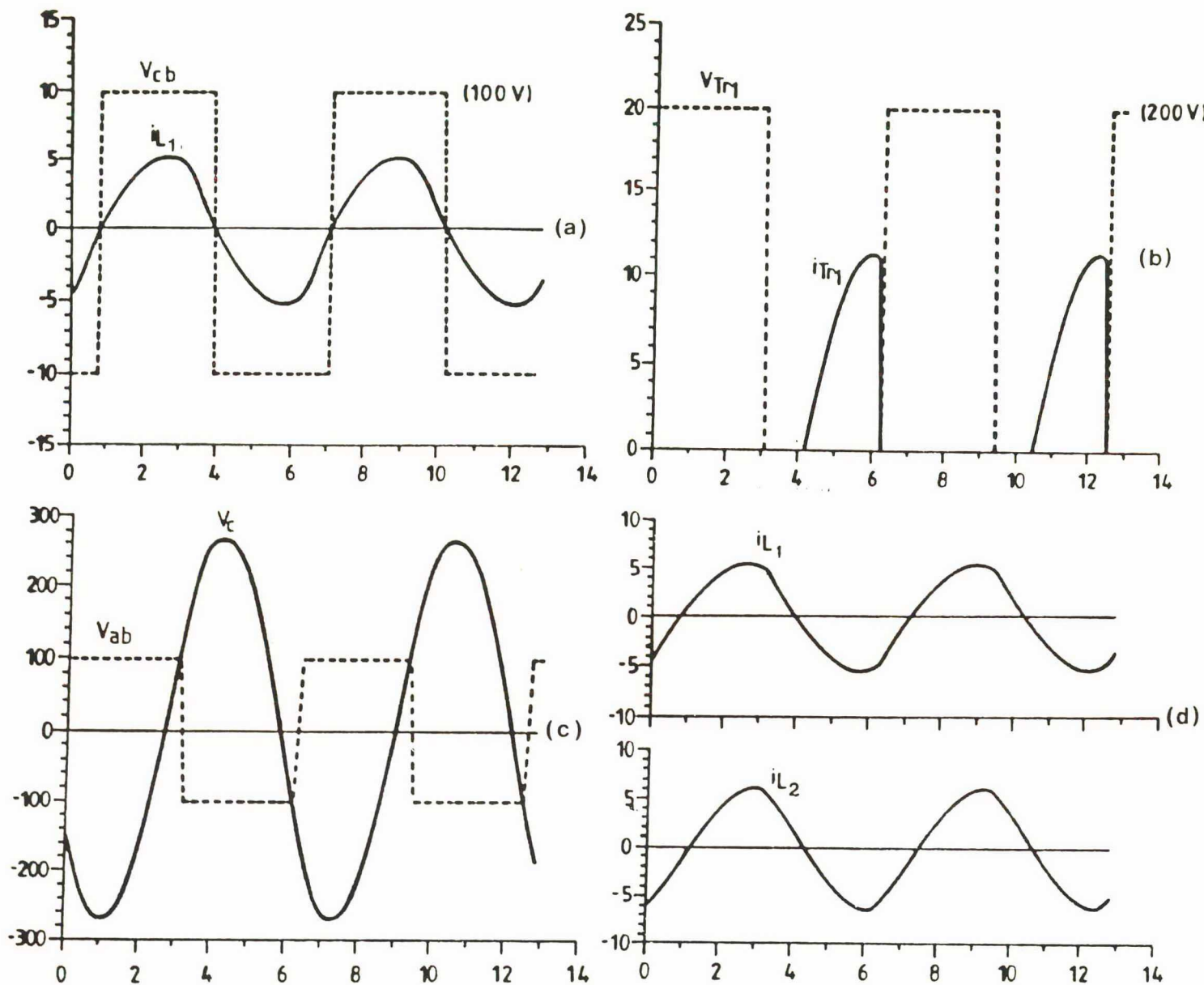


Fig. 8.2 - Formas de onda obtidas pela simulação do conversor LLC-SRC para :

$V_s = 100V$ ;  $f_s = 20KHz$ ;  $L_2 = 510 \mu H$ ;  $L_1 = 525 \mu H$ ;

$V_o = 100V$ ;  $P_o = 320W$ ;  $f_o = 17,24KHz$ .

(a) linha cheia -  $i_{L1}$  ; linha pontilhada -  $V_{cb}$

(b) linha cheia -  $V_c$  ; linha pontilhada -  $V_{ab}$

(c) linha cheia -  $i_{Tr1}$  ; linha pontilhada -  $V_{Tr1}$

(d) em cima -  $i_{L1}$  ; em baixo -  $i_{La}$



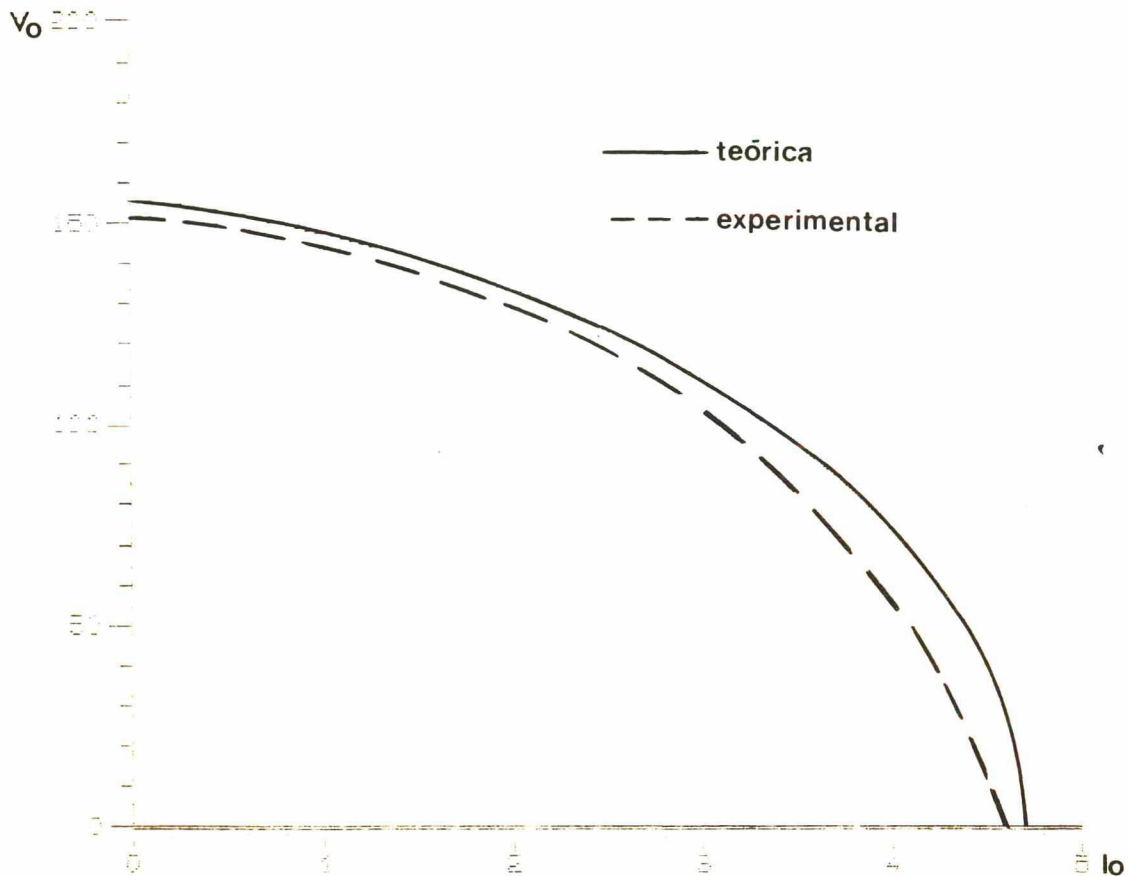


Fig. 8.3 - Características externas teórica e experimental do conversor LLC-SRC para  $L_1/L_2 = 1,03$  com  $V_s = 100V$ ,  $f_s = 20KHz$ ,  $L_2 = 510 \mu H$  e  $L_1 = 525 \mu H$ .

Pode-se observar ainda na figura 8.3 a característica externa levantada experimentalmente para uma  $f_s$  maior que  $f_0$  ( $L_1/L_2$  igual a 1,03).

Já na figura 8.4 tem-se as formas de onda do conversor LLC-SRC para os mesmos parâmetros da simulação da figura 8.2.

A corrente  $i_{Tr1}$  da figura 8.4(c) representa a corrente do transistor  $T_{r1}$  incluindo o diodo  $D_1$  e o capacitor de comutação  $C_1$ .

A potência de saída medida foi de 298 W que difere dos 320 W teóricos devido as não idealidades da estrutura.

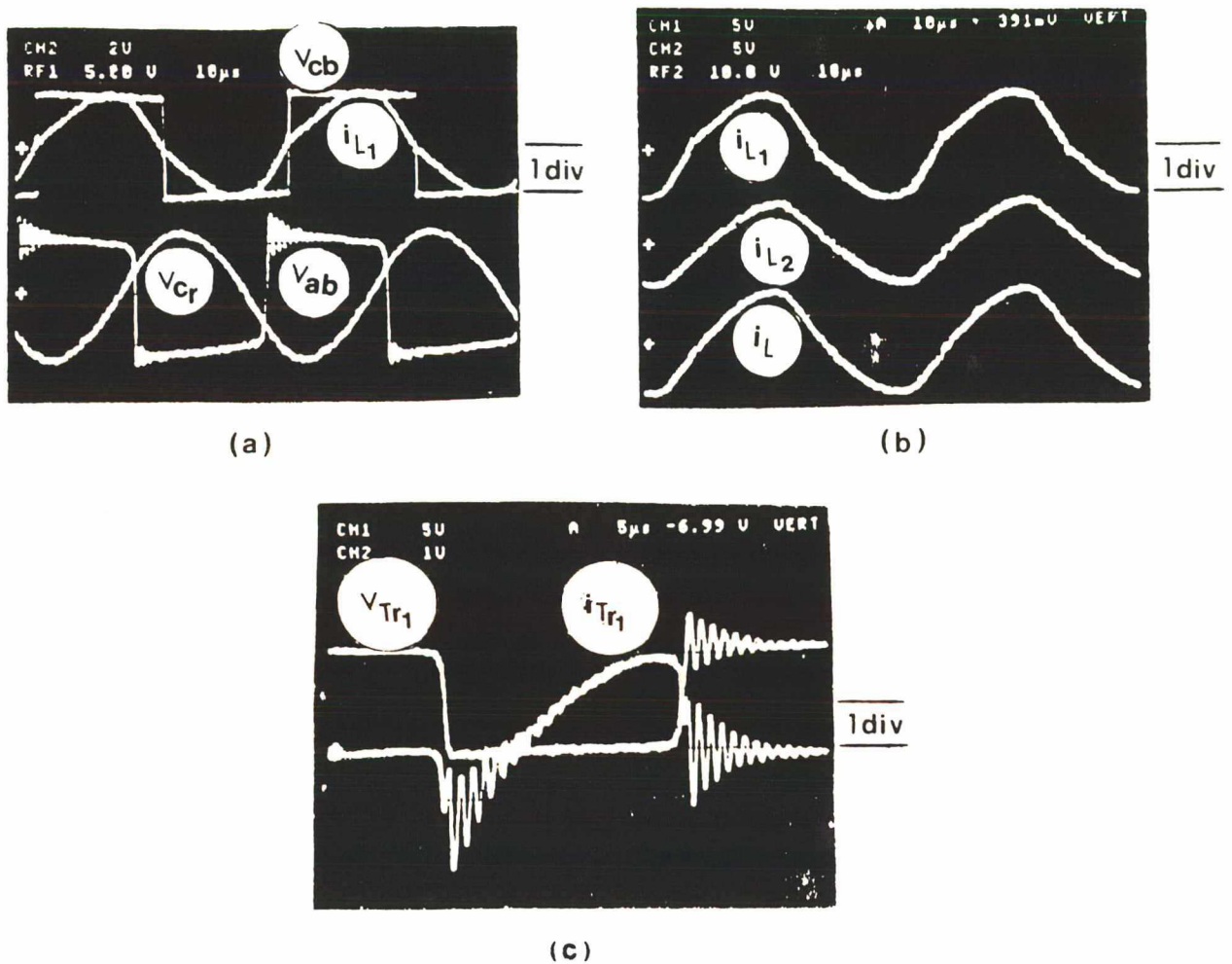


Fig. 8.4 - Formas de onda do conversor LLC-SRC obtidas experimentalmente para:

$$V_s = 100V, f_s = 20KHz, V_o = 100V, P_o = 298W$$

$$L_2 = 510 \mu H \text{ e } L_1 = 525 \mu H.$$

(a) em cima :  $V_{cb}$  (100V/div);  $i_{L1}$  (3.75A/div)

em baixo:  $V_{ab}$  (100V/div);  $V_{cr}$  (200V/div)

(b) em cima :  $i_{L1}$  (3.75A/div)

no meio :  $i_{L2}$  (6.7A/div)

em baixo:  $i_{cr}$  (10A/div)

(c)  $V_{Tr1}$  (100V/div);  $i_{Tr1}$  (10A/div)

As formas de onda da figura 8.4 comprovam a validade das formas de onda obtidas pela simulação com o modelo teórico do capítulo 5. Pode-se notar nelas que, para  $f_s$  maior que  $f_o$ , a comutação em  $T_{r1}$  ocorre sob tensão zero praticamente reduzindo a zero as perdas de comutação. Além disso pode-se observar a tensão de saída sendo igual a entrada comprovando o que era esperado teoricamente. Ainda dessa observação pode-se descobrir uma desvantagem do conversor LLC-SRC que é a alta corrente que é imposta as chaves, já que as correntes  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  estão praticamente em fase resultando em uma corrente alta passando pelas chaves.

#### 8.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS COM O CIRCUITO DE INDUTÂNCIA VARIÁVEL.

Para obtenção dos resultados experimentais do conversor LLC-SRC com o circuito de indutância variável fazendo o controle do fluxo de potência, foi efetuado um projeto do conversor LLC-SRC para tensão de saída regulada de 100V para variação de potência de 60 W a 300 W.

Fazendo-se um levantamento preliminar da característica externa do conversor LLC-SRC, para esta variação de potência, apresentada na figura 8.5, observa-se a necessidade de obter-se um  $L_{1MAX}$  de  $1.375 \mu H$  e um  $L_{1MIN}$  de  $525 \mu H$ ,  $L_1/L_2$  de 2,7 e 1,03 respectivamente. Com estes valores foi projetado o circuito de indutância variável. Este projeto é apresentado no item 7.6 do capítulo 7 deste trabalho.

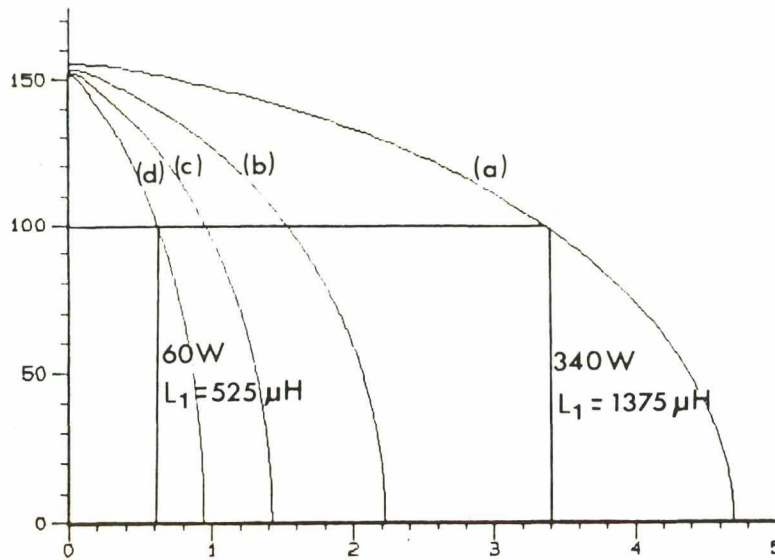


Fig. 8.5 - Característica externa do conversor LLC-SRC para:

$V_s = 100V$ ,  $L_2 = 510 \mu H$  e  $f_s = 20KHz$ .

(a)  $L_1/L_2 = 1,03$ , (b)  $L_1/L_2 = 1,5$

(c)  $L_1/L_2 = 2,0$ , (d)  $L_1/L_2 = 2,7$

Com este circuito de indutância variável foi montado o circuito da figura 8.6 para obtenção dos resultados experimentais.

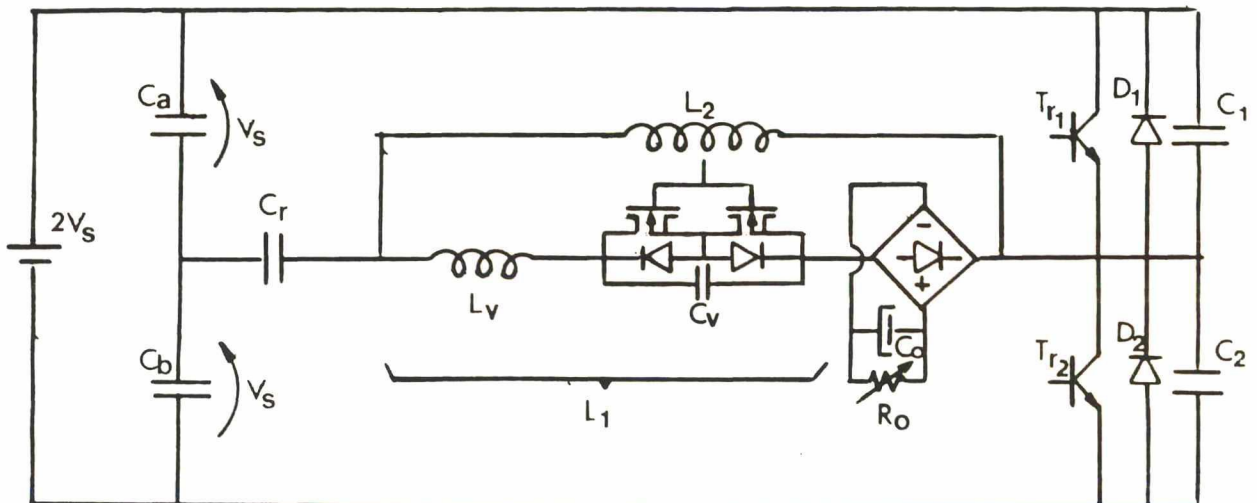


Fig. 8.6 - Conversor LLC-SRC com circuito de indutância variável.

Os parâmetros empregados para obtenção dos resultados experimentais foram:



$$V_s = 100 \text{ V}$$

$$C_r = 0,33 \text{ } \mu\text{F}$$

$$L_2 = 510 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_v = 1.375 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C_v = 62 \text{ nF}$$

$$C_1 = C_2 = 20 \text{ nF}$$

$$C_a = C_b = 5,0 \text{ } \mu\text{F}$$

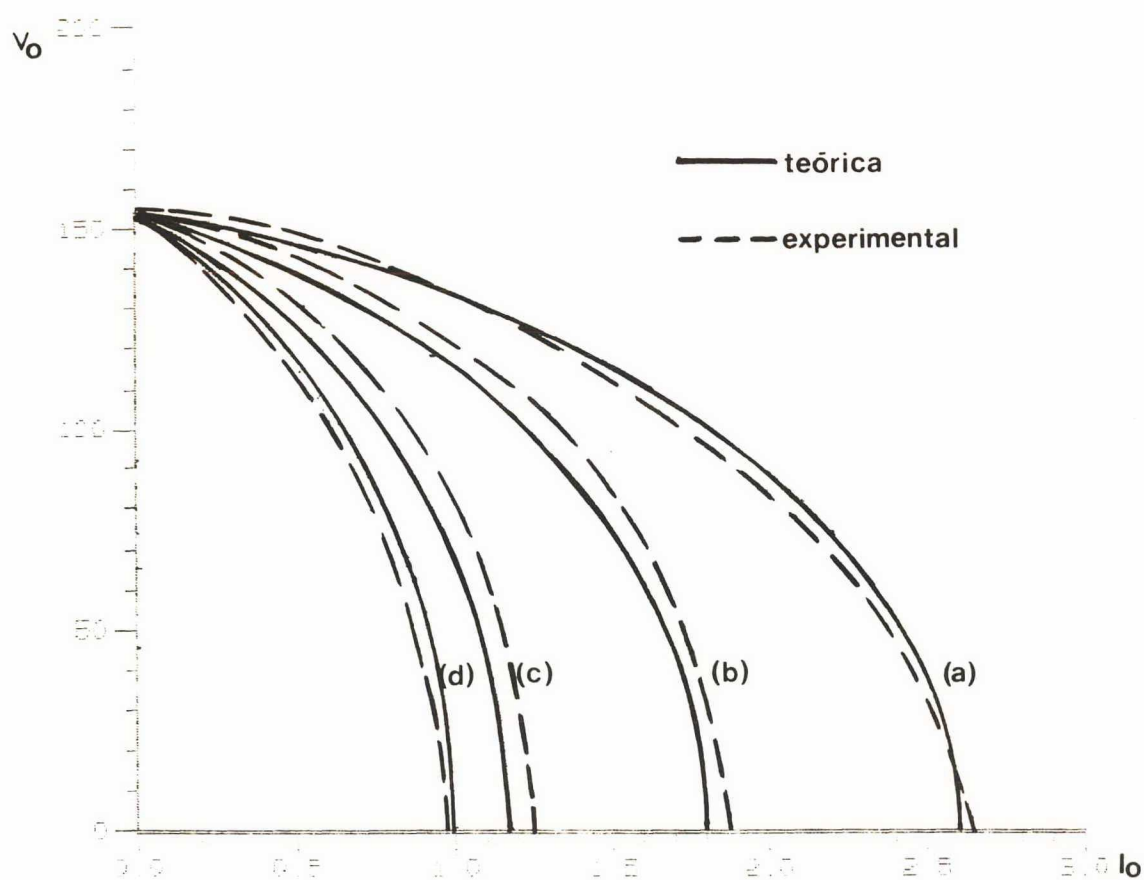


Fig. 8.7 - Características externas teórica e experimental do conversor LLC-SRC

(a)  $L_1/L_2 = 1,37$  ( $\alpha=100^\circ$ ); (b)  $L_1/L_2 = 1,71$  ( $\alpha=108^\circ$ );

(c)  $L_1/L_2 = 2,3$  ( $\alpha=130^\circ$ ); (d)  $L_1/L_2 = 2,5$  ( $\alpha=144^\circ$ )

Foi efetuado com esta estrutura um levantamento da característica externa do conversor LLC-SRC para determinados ângulos de controle  $\alpha$  da indutância variável. Com os valores de  $\alpha$  usa-se a curva experimental da figura 7.8 e obtém-se os valores de  $L$  equivalente correspondente. Com estes valores calcula-se as relações  $L_1/L_2$  resultando as curvas experimentais da figura 8.7.

Nesta mesma figura 8.7 tem-se as curvas teóricas obtidas para as relações  $L_1/L_2$  que empregou-se na medição prática.

Na figura 8.8 tem-se as formas de onda obtidas experimentalmente para o conversor LLC-SRC com ângulo  $\alpha$  de  $130^\circ$  e na figura 8.9 com  $\alpha$  de  $100^\circ$  que resultam em  $L_1/L_2$  de 2,3 e 1,37 respectivamente.

Para o ângulo  $\alpha$  de  $130^\circ$  ( $L_1/L_2 = 2,3$ ) mediu-se:

$P_{in} = 100 \text{ W}$  e  $P_o = 94 \text{ W}$  o que nos dá um rendimento de 94%.

Já para o ângulo  $\alpha$  de  $100^\circ$  ( $L_1/L_2 = 1,37$ ) mediu-se:

$P_{in} = 160 \text{ W}$  e  $P_o = 144 \text{ W}$  resultando assim em um rendimento de 90%.

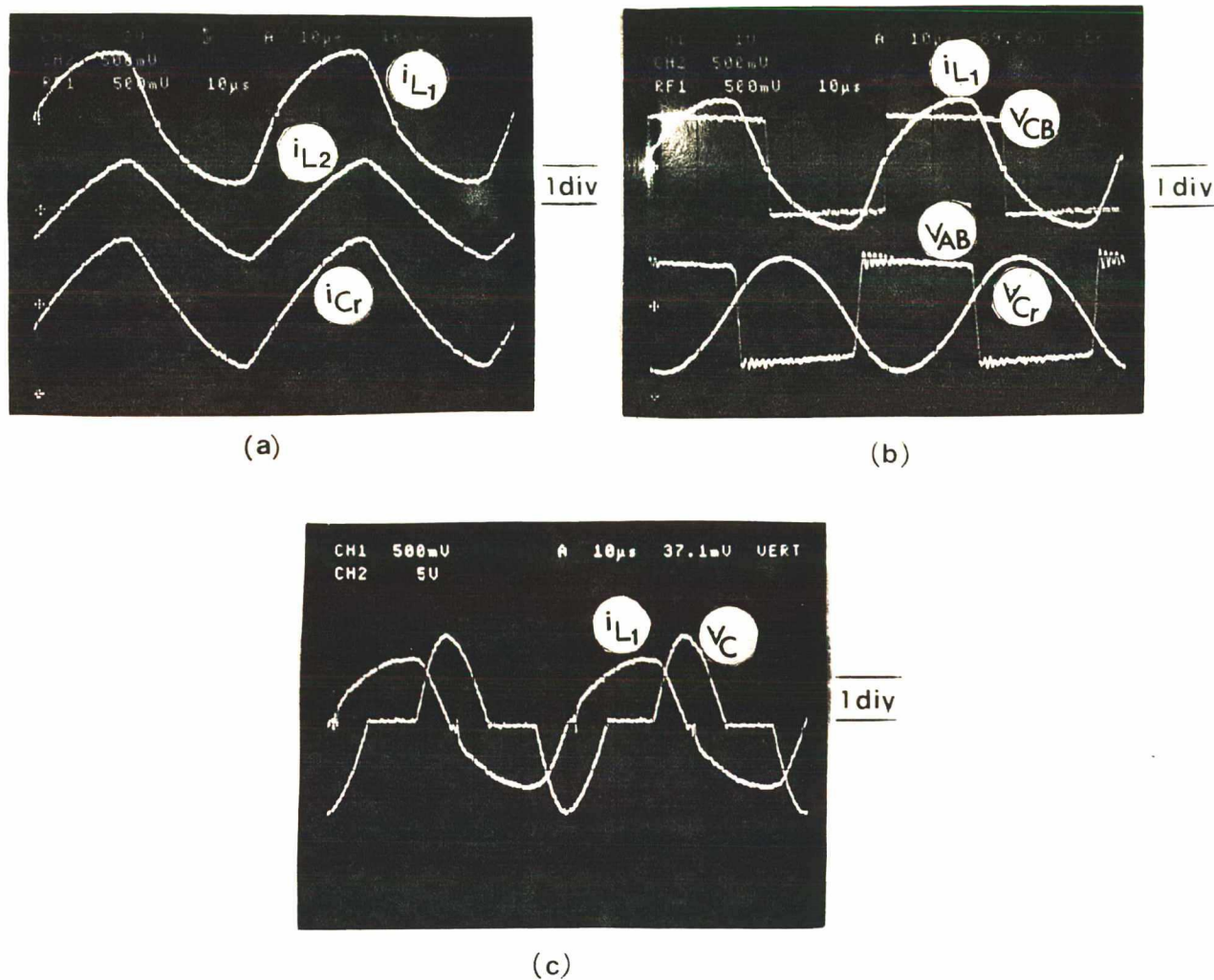


Fig. 8.8 - Formas de onda experimentais para  $\alpha = 130^\circ$

$$L_1/L_2 = 2,3; V_s = 100V; V_o = 100V \text{ e } P_o = 94W.$$

(a) em cima :  $i_{L1}$  (1A/div) ; no meio :  $i_{L2}$  (3,75A/div)

em baixo:  $i_{Cr}$  (4A/div)

(b) em cima :  $i_{L1}$  (1A/div);  $V_{cb}$  (100V/div)

em baixo:  $V_{Cr}$  (100V/div);  $V_{ab}$  (100V/div)

(c)  $V_c$  (50V/div);  $i_{L1}$  (1A/div)

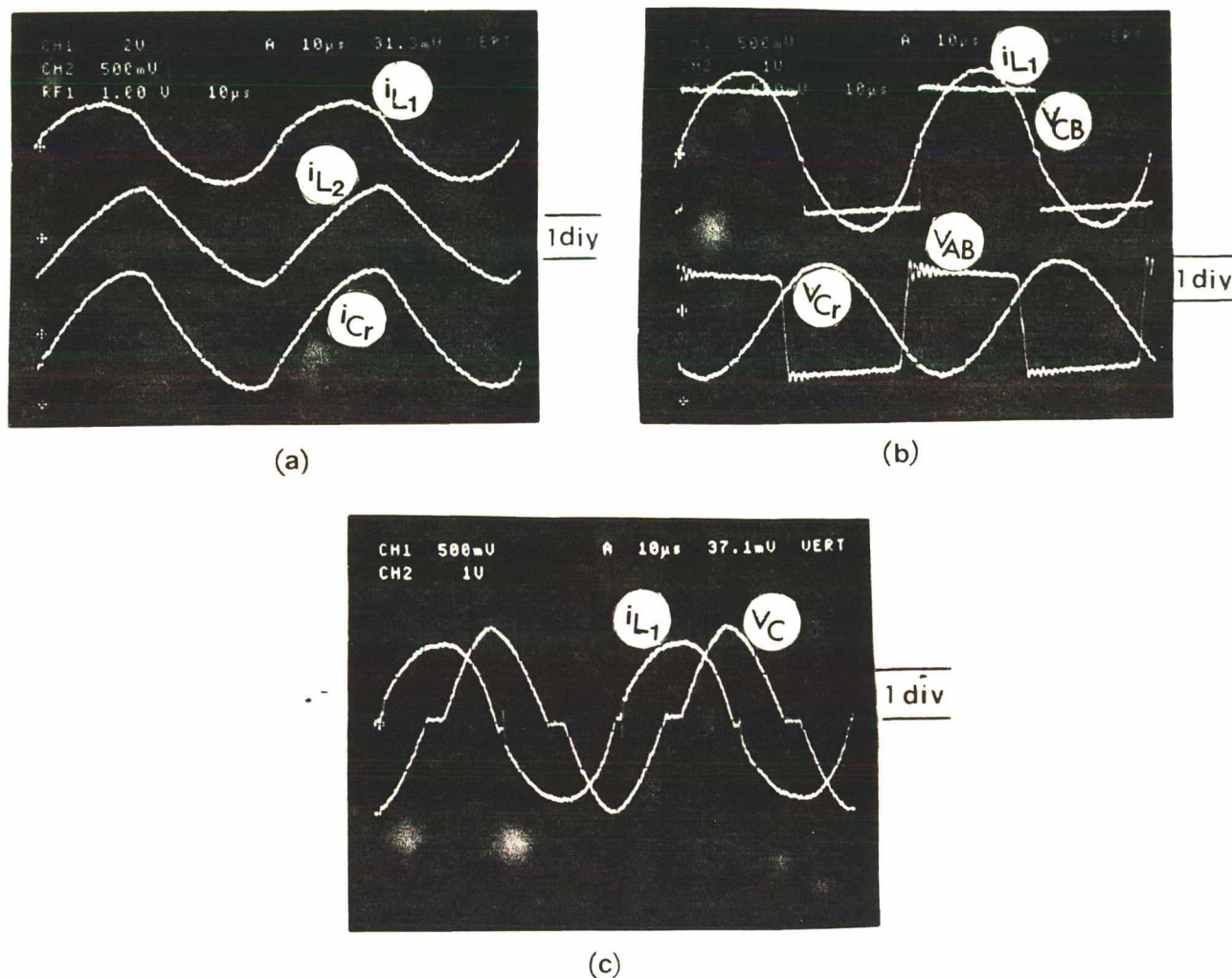


Fig. 8.9 - Formas de onda experimentais para  $\alpha = 100^\circ$

$$L_1/L_2 = 1,37; V_s = 100V; V_o = 100V \text{ e } P_o = 144W.$$

(a) em cima :  $i_{L1}$  (2A/div) ; no meio :  $i_{L2}$  (3,75A/div)

em baixo:  $i_{Cr}$  (4A/div)

(b) em cima :  $i_{L1}$  (1A/div);  $V_{cb}$  (100V/div)

em baixo:  $V_{Cr}$  (100V/div);  $V_{ab}$  (100V/div)

(c)  $V_{cv}$  (100V/div);  $i_{L1}$  (1A/div)

Nas figuras 8.10 e 8.11 tem-se as formas de onda obtidas por simulação para  $L_1/L_2$  de 2,3 ( $\alpha = 130^\circ$ ) e  $L_1/L_2$  de 1,37 ( $\alpha = 100^\circ$ ) respectivamente.

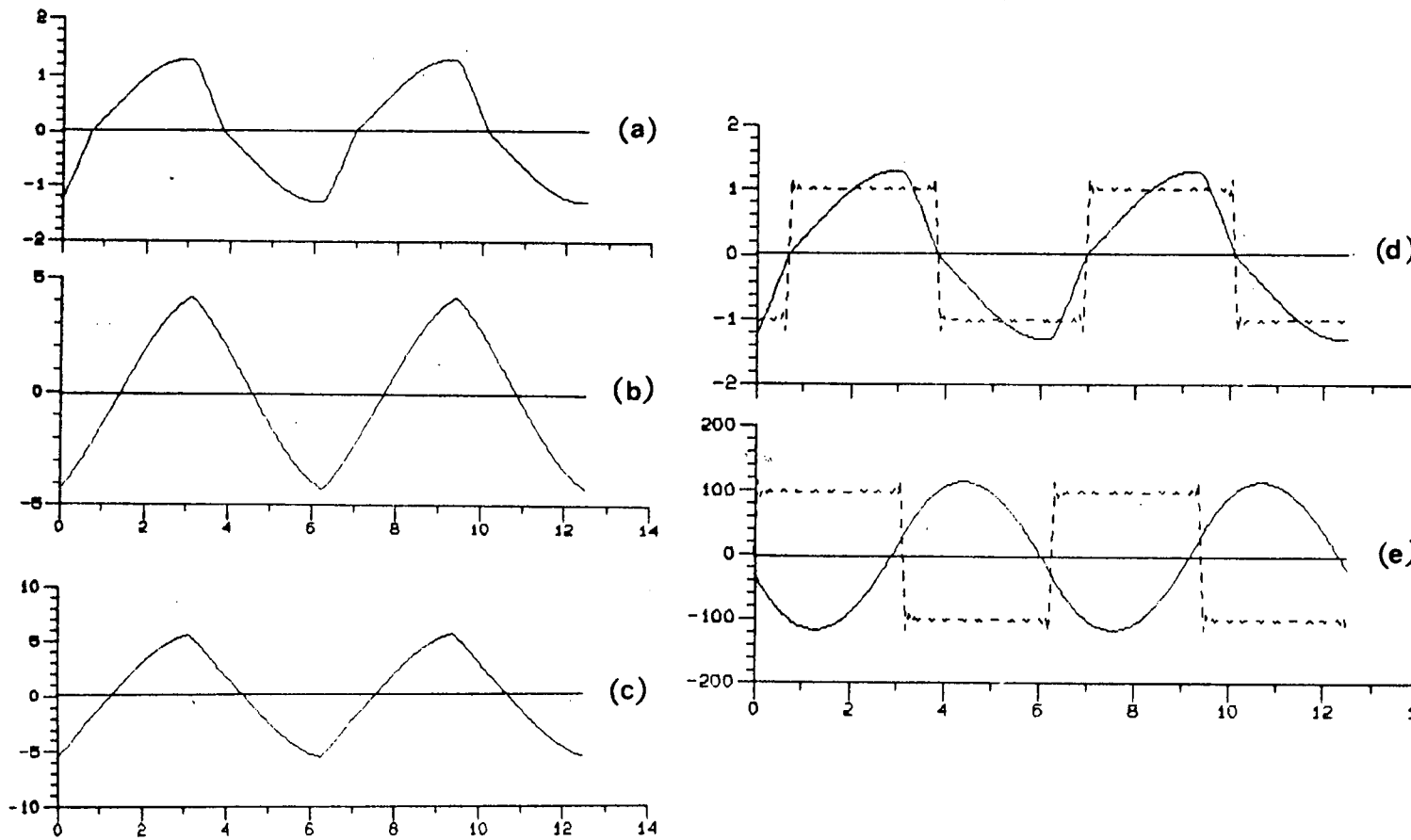


Fig. 8.10 - Formas de onda obtidas pela simulação do conversor LLC-SRC para:

$V_s = 100V$ ,  $V_o = 100V$ ,  $L_1/L_2 = 2,3$  e  $L_2 = 510 \mu H$ .

(a)  $i_{L1}$  ; (b)  $i_{L2}$  ; (c)  $i$

(d) linha cheia -  $i_{L1}$  ; linha pontilhada -  $V_{cb}$

(e) linha cheia -  $V_{cr}$  ; linha pontilhada -  $V_{ab}$

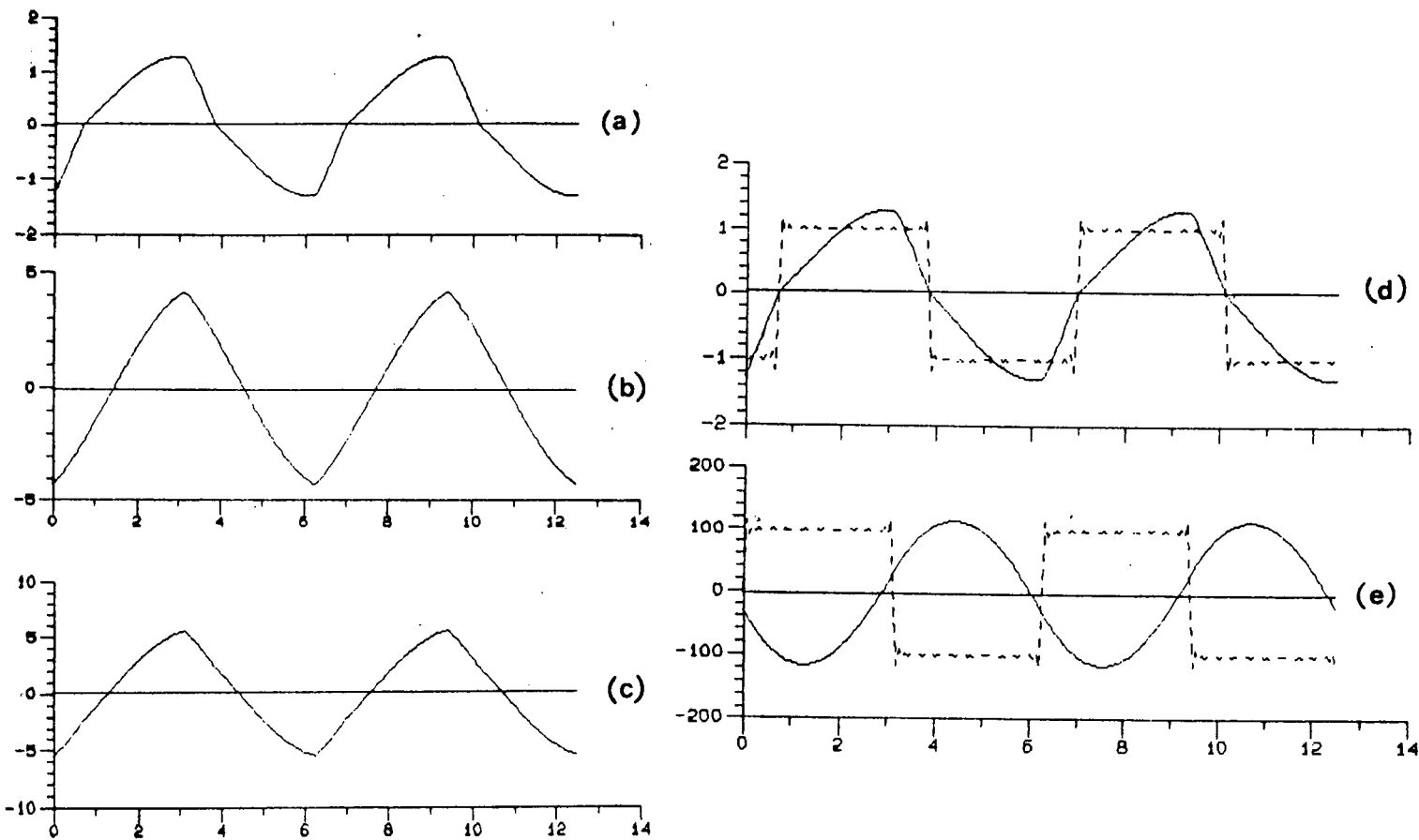


Fig. 8.11 - Formas de onda obtidas pela simulação do conversor LLC-SRC para:

$V_s = 100V$ ,  $V_o = 100V$ ,  $L_1/L_2 = 1,37$  e  $L_2 = 510 \mu H$ .

(a)  $i_{L1}$  ; (b)  $i_{L2}$  ; (c)  $i_{Cr}$

(d) linha cheia -  $i_{L1}$  ; linha pontilhada -  $V_{cb}$

(e) linha cheia -  $V_{Cr}$  ; linha pontilhada -  $V_{ab}$

A comparação dos resultados experimentais com os resultados da simulação com o modelo teórico obtido no capítulo 5, validam todo o estudo teórico realizado até aqui, pois os resultados são bastante semelhantes e as diferenças se devem as aproximações e idealidades introduzidas no estudo teórico.

A observação da característica externa experimental apresentada na figura 8.8 comprova que a variação da indutância  $L_1$  é um método eficiente para o controle do fluxo de potência, regulação da tensão de saída, do conversor LLC-SRC.

Medições para potências maiores que 200 W não foram efetuadas devido ao subdimensionamento do circuito de comando da indutância variável que ficava sujeito a altas tensões de pico no capacitor  $C_v$ . Mas como o estudo experimental apresentado neste capítulo visava apenas a comprovação de um novo conceito de estrutura e controle não houve necessidade de aumento de potência.

## 8.5 CONCLUSÕES

O conversor LLC-SRC e o controle do seu fluxo de potência com frequência fixa e frequência de ressonância variável através da variação eletrônica da indutância  $L_1$  foram implementados a fim de obter-se resultados experimentais que comprovem o estudo teórico realizado anteriormente neste trabalho.

O conversor LLC-SRC apresentou resultados experimentais muito próximos dos obtidos pela simulação com o programa desenvolvido neste estudo a partir do modelo proposto no capítulo 5. Assim sendo, a análise realizada teoricamente foi validada, já que se procurava um modelo que fornecesse resultados aproximados para o conversor.

O conversor LLC-SRC possui características muito próximas do conversor LC-SRC, tendo como vantagem a possibilidade de

uma tensão de saída maior ou igual a tensão de entrada, o que foi comprovado experimentalmente, e como desvantagem uma corrente nas chaves maior que o conversor LC-SRC.

Além disso o conversor LLC-SRC apresenta como vantagem uma variável de controle do fluxo de potência a mais que o conversor LC-SRC.

O controle do fluxo de potência pela variação do indutor  $L_1$  e, conseqüentemente pela variação da frequência de ressonância, foi efetuada e o levantamento da característica externa experimental revelou ser esta muito próxima da obtida teóricamente. A variação deste indutor constituiu-se em um método eficaz para a regulação da tensão de saída, controlando-se o fluxo de potência sob frequência de chaveamento constante.



## CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foram realizadas as análises de quatro tipos de conversores ressonantes: LC-SRC, LC-PRC, LCC-PRC e LLC-SRC, utilizando-se um novo método de análise no domínio da frequência. Para cada conversor foram obtidos programas que permitem obter as formas de onda do circuito ressonante e as suas características externas. Esta análise matemática restringiu-se ao regime permanente e foi comprovada a sua validade pela comparação dos seus resultados com os obtidos com programas já consagrados e experimentalmente para o conversor LLC-SRC.

A análise dos conversores revelou que os conversores com mais de dois elementos reativos no circuito de ressonância possuem curvas de característica externa levemente melhoradas que os outros no que se refere às possibilidades de controle do fluxo de potência.

Como o principal objetivo era a obtenção de uma boa regulação da tensão de saída com frequência de chaveamento fixa, destacou-se o conversor LLC-SRC que apresentou como vantagens:

- 1) possibilidade de obtenção de tensão de saída maior ou igual que a tensão de entrada para uma boa faixa de variação de potência.

- 2) possibilidade de um bom controle com frequência de operação fixa e frequência de ressonância variável pela variação da indutância  $L_1$ .

A partir daí foi estudado e desenvolvido um circuito de

indutância variável eletronicamente para alta frequência.

Com este circuito de indutância variável foi desenvolvido e implementado experimentalmente um conversor LLC-SRC para comprovação da análise teórica e controle do seu fluxo de potência em malha aberta.

O conversor apresentou um bom comportamento, comprovando toda a análise teórica do mesmo.

O controle do seu fluxo de potência pela variação da indutância  $L_1$  se apresentou eficaz, possibilitando a obtenção da tensão de saída maior que a tensão de entrada. Além do mais o conversor apresentou baixas perdas de chaveamento, característica dos conversores ressonantes.

A sua grande desvantagem é o aparecimento de uma corrente muito alta nas chaves em relação as que aparecem para o conversor LC-SRC, o que pode provocar um desgaste mais veloz das chaves.

Como sugestão para futuros trabalhos relacionados a este pode-se apresentar:

1) modelização de novos conversores utilizando o método apresentado aqui, método este que facilita principalmente a obtenção de características externas.

2) implementação experimental do conversor LCC-PRC.

3) implementação experimental de outros métodos de controle para o conversor LLC-SRC.

4) implementação experimental dos métodos de controle do fluxo de potência sugeridos no capítulo 6 para as outras estruturas de conversores ressonantes estudados.

5) estudo experimental do fechamento da malha de controle do conversor LLC-SRC com frequência de ressonância variável.

## APÊNDICE A

### ALGORITMOS E PROGRAMAS

Para se obter as formas de onda e características externas dos conversores estudados com o auxílio de computador, foram desenvolvidos os seguintes algoritmos, a partir dos quais resultaram os programas utilizados para a obtenção dos resultados de simulação apresentados neste trabalho. O programa obtido para o conversor LLC-SRC é apresentado junto ao algoritmo.

Os números entre parêntesis representam as expressões utilizadas na geração dos programas.

#### 1. CONVERSOR LC-SRC

##### 1.1 ALGORITMOS PARA OBTENÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS EXTERNAS

###### 1.1.1 COM RELAÇÃO DE FREQUÊNCIA CONSTANTE E ÂNGULO $\phi$ VARIÁVEL

###### 1. Leitura de dados

- Relação  $f_s/f_o$
- Indutância  $L$
- Capacitância  $C$
- Resistência  $R$
- Número de harmônicas

###### 2. Variação de $\phi$ de 0 a $\pi$ .

###### 3. Cálculo de $q$ para cada $\phi$ (2.38).

###### 4. Cálculo de $\overline{I_o}$ para cada $\phi$ e $q$ (2.39).

###### 5. Armazenamento dos valores de $\overline{I_o}$ e $q$ .

### 1.1.2 COM ÂNGULO $\phi$ CONSTANTE E RELAÇÃO DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL

#### 1. Leitura de dados

- Ângulo  $\phi$
- Indutância  $L$
- Capacitância  $C$
- Resistência  $R$
- Número de harmônicas

#### 2. Variação da relação $f_s/f_0$ .

#### 3. Cálculo de $q$ para cada $f_s/f_0$ (2.38).

#### 4. Cálculo de $\overline{I_0}$ para cada $f_s/f_0$ e $q$ (2.39).

#### 5. Armazenamento dos valores de $\overline{I_0}$ e $q$ .

### 1.2 ALGORITMO PARA OBTENÇÃO DAS FORMAS DE ONDA

#### 1. Leitura de dados

- Relação  $f_s/f_0$
- Tensão de saída/entrada  $q$
- Indutância  $L$
- Capacitância  $C$
- Resistência  $R$
- Número de harmônicas

#### 2. Cálculo do valor de partida do ângulo $\phi$ (2.31).

#### 3. Cálculo do valor real de $\phi$ (2.35).

#### 4. Variação de $wt$ de 0 a $2\pi$ .

#### 5. Cálculo de $I_L$ e $V_C$ para cada $wt$ (2.37)(2.38).

#### 6. Armazenamento de $I_L$ , $V_C$ e $wt$ .

## 2. CONVERTOR LC-PRC

### 2.1 ALGORITMOS PARA OBTENÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS EXTERNAS

#### 2.1.1 COM RELAÇÃO DE FREQUÊNCIA CONSTANTE E ÂNGULO $\phi$ VARIÁVEL

##### 1. Leitura de dados

- Relação  $f_s/f_0$
- Indutância  $L$
- Capacitância  $C$
- Resistência  $R$
- Número de harmônicas

##### 2. Variação de $\phi$ de 0 a $\pi$ .

##### 3. Cálculo de $\overline{I_0}$ para cada $\phi$ (3.21).

##### 4. Cálculo de $q$ para cada $\phi$ e $\overline{I_0}$ (3.25).

##### 5. Armazenamento dos valores de $\overline{I_0}$ e $q$ .

#### 2.1.2 COM ÂNGULO $\phi$ CONSTANTE E RELAÇÃO DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL

##### 1. Leitura de dados

- Ângulo  $\phi$
- Indutância  $L$
- Capacitância  $C$
- Resistência  $R$
- Número de harmônicas

##### 2. Variação da relação $f_s/f_0$ .

##### 3. Cálculo de $\overline{I_0}$ para cada $\phi$ (3.21).

##### 4. Cálculo de $q$ para cada $\phi$ e $\overline{I_0}$ (3.25).

##### 5. Armazenamento dos valores de $\overline{I_0}$ e $q$ .

## 2.2 ALGORITMO PARA OBTENÇÃO DAS FORMAS DE ONDA

### 1. Leitura de dados

- Relação  $f_s/f_o$
- Tensão de saída/entrada  $q$
- Indutância  $L$
- Capacitância  $C$
- Resistência  $R$
- Número de harmônicas

2. Cálculo do valor de partida do ângulo  $\phi$  (3.24) (3.27).

3. Cálculo do valor real de  $\phi$  (3.22).

4. Variação de  $wt$  de 0 a  $2\pi$ .

5. Cálculo de  $I_L$  e  $V_C$  para cada  $wt$  (3.19) (3.20).

6. Armazenamento de  $I_L$ ,  $V_C$  e  $wt$ .

### 3. CONVERTOR LCC-PRC

#### 3.1 ALGORITMOS PARA OBTENÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS EXTERNAS

##### 3.1.1 COM RELAÇÃO DE FREQUÊNCIA CONSTANTE E ÂNGULO $\phi$ VARIÁVEL

###### 1. Leitura de dados

- Relação  $f_s/f_0$
- Indutância  $L$
- Capacitância  $C_1$
- Capacitância  $C_2$
- Resistência  $R$
- Número de harmônicas

###### 2. Variação de $\phi$ de 0 a $\pi$ .

###### 3. Cálculo de $\overline{I_o}$ para cada $\phi$ (4.25).

###### 4. Cálculo de $q$ para cada $\phi$ e $\overline{I_o}$ (4.31).

###### 5. Armazenamento dos valores de $\overline{I_o}$ e $q$ .

##### 3.1.2 COM ÂNGULO $\phi$ CONSTANTE E RELAÇÃO DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL

###### 1. Leitura de dados

- Ângulo  $\phi$
- Indutância  $L$
- Capacitância  $C_1$
- Capacitância  $C_2$
- Resistência  $R$
- Número de harmônicas

###### 2. Variação da relação $f_s/f_0$ .

###### 3. Cálculo de $\overline{I_o}$ para cada $\phi$ (4.25).

4.Cálculo de  $q$  para cada  $\phi$  e  $\overline{I_0}$  (4.31).

5.Armazenamento dos valores de  $\overline{I_0}$  e  $q$ .

### 3.2 ALGORITMO PARA OBTENÇÃO DAS FORMAS DE ONDA

1.Leitura de dados

-Relação  $f_s/f_0$

-Tensão de saída/entrada  $q$

-Indutância  $L$

-Capacitância  $C_1$

-Capacitância  $C_2$

-Resistência  $R$

-Número de harmônicas

2.Cálculo do valor de partida do ângulo  $\phi$  (4.30) (4.33).

3.Cálculo do valor real de  $\phi$  (4.26).

4.Variação de  $\omega t$  de 0 a  $2\pi$ .

5.Cálculo de  $I_L$  e  $V_C$  para cada  $\omega t$  (4.22) (4.23) (4.24).

6.Armazenamento de  $I_L$ ,  $V_{C1}$ ,  $V_{C2}$  e  $\omega t$ .



#### 4. CONVERSOR LLC-SRC

##### 4.1 ALGORITMOS PARA OBTENÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS EXTERNAS

###### 4.1.1 COM RELAÇÃO DE FREQUÊNCIA CONSTANTE E ÂNGULO $\phi$ VARIÁVEL

###### 1. Leitura de dados

- Relação  $f_s/f_0$
- Indutância  $L_1$
- Indutância  $L_2$
- Capacitância  $C$
- Resistência  $R$
- Número de harmônicas

###### 2. Variação de $\phi$ de 0 a $\pi$ .

###### 3. Cálculo de $q$ para cada $\phi$ (5.50).

###### 4. Cálculo de $\overline{I_o}$ para cada $\phi$ e $q$ (5.52).

###### 5. Armazenamento dos valores de $\overline{I_o}$ e $q$ .

###### 4.1.2 COM ÂNGULO $\phi$ CONSTANTE E RELAÇÃO DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL

###### 1. Leitura de dados

- Ângulo  $\phi$
- Indutância  $L_1$
- Indutância  $L_2$
- Capacitância  $C$
- Resistência  $R$
- Número de harmônicas

###### 2. Variação da relação $f_s/f_0$ .

###### 3. Cálculo de $q$ para cada $f_s/f_0$ (5.50).

###### 4. Cálculo de $\overline{I_o}$ para cada $f_s/f_0$ e $q$ (5.52).

5. Armazenamento dos valores de  $\overline{I_o}$  e  $q$ .

4.1.3 COM ÂNGULO  $\phi$  CONSTANTE E RELAÇÃO DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL,  
INDUTÂNCIA  $L_1$  CONSTANTE E INDUTÂNCIA  $L_2$  VARIÁVEL.

1. Leitura de dados

- Tensão de entrada  $E$
- Frequência de chaveamento  $f_s$
- Indutância  $L_1$
- Relação  $L_2/L_1$
- Capacitância  $C$
- Resistência  $R$
- Número de harmônicas

2. Variação de  $\phi$  de 0 a  $\pi$ .

3. Cálculo de  $V_o$  para cada  $\phi$  (5.50).

4. Cálculo de  $\overline{I_o}$  para cada  $\phi$  e  $V_o$  (5.52).

5. Armazenamento dos valores de  $\overline{I_o}$  e  $q$ .

4.1.4 COM ÂNGULO  $\phi$  CONSTANTE E RELAÇÃO DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL,  
INDUTÂNCIA  $L_2$  CONSTANTE E INDUTÂNCIA  $L_1$  VARIÁVEL.

1. Leitura de dados

- Tensão de entrada  $E$
- Frequência de chaveamento  $f_s$
- Indutância  $L_2$
- Relação  $L_1/L_2$
- Capacitância  $C$
- Resistência  $R$
- Número de harmônicas

2. Variação de  $\phi$  de 0 a  $\pi$ .
3. Cálculo de  $V_o$  para cada  $\phi$  (5.50).
4. Cálculo de  $\overline{I_o}$  para cada  $\phi$  e  $V_o$  (5.52).
5. Armazenamento dos valores de  $\overline{I_o}$  e  $q$ .

#### 4.1.5 COM ÂNGULO $\phi$ CONSTANTE E RELAÇÃO DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL, INDUTÂNCIA EQUIVALENTE $L$ CONSTANTE E INDUTÂNCIAS $L_1$ E $L_2$ VARIÁVEIS.

1. Leitura de dados
  - Frequência de chaveamento  $f_s$
  - Indutância equivalente  $L$
  - Valor de  $\alpha$
  - Capacitância  $C$
  - Resistência  $R$
  - Número de harmônicas
2. Variação de  $\phi$  de 0 a  $\pi$ .
3. Cálculo de  $L_1$  e  $L_2$  (5.53) (5.54).
3. Cálculo de  $q$  para cada  $\phi$  (5.50).
4. Cálculo de  $\overline{I_o}$  para cada  $\phi$  e  $q$  (5.52).
5. Armazenamento dos valores de  $\overline{I_o}$  e  $q$ .

#### 4.2 ALGORITMOS PARA OBTENÇÃO DAS FORMAS DE ONDA

##### 4.2.1 CONVERSOR LLC-SRC GENÉRICO

1. Leitura de dados
  - Relação  $f_s/f_o$
  - Tensão de saída/entrada  $q$

- Indutância  $L_1$
- Indutância  $L_2$
- Capacitância  $C$
- Resistência  $R$
- Número de harmônicas

- 2.Cálculo do valor de partida do ângulo  $\phi$  (5.32).
- 3.Cálculo do valor real de  $\phi$  (5.51).
- 4.Variação de  $\omega t$  de 0 a  $2\pi$ .
- 5.Cálculo de  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ,  $I_L$  e  $V_C$  para cada  $\omega t$  (5.46) (5.47) (5.48) (5.49).
- 6.Armazenamento de  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ,  $I_L$ ,  $V_C$  e  $\omega t$ .

#### 4.2.2 CONVERSOR LLC-SRC DE MEIA PONTE COM INDUTÂNCIA $L_1$ VARIÁVEL

##### 1.Leitura de dados

- Frequência de chaveamento  $f_s$
- Tensão de saída/entrada  $q$
- Tensão de entrada  $E$
- Relação  $L_2/L_1$
- Indutância  $L_2$
- Capacitância  $C$
- Resistência  $R$
- Número de harmônicas

- 2.Cálculo do valor de partida do ângulo  $\phi$  (5.32).
- 3.Cálculo do valor real de  $\phi$  (5.51).
- 4.Variação de  $\omega t$  de 0 a  $2\pi$ .
- 5.Cálculo de  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ,  $I_L$ ,  $V_C$  e corrente e tensão nas chaves (5.46) (5.47) (5.48) (5.49).
- 6.Armazenamento de  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ,  $I_L$ ,  $V_C$  e  $\omega t$ .

#### 4.3 PROGRAMAS DO CONVERSOR LLC-SRC

Os programas desenvolvidos a partir destes algoritmos básicos são apresentados a seguir. O de nome LLCSRC refere-se ao conversor genérico e o de nome LLCHB ao conversor meia ponte.

```

1 $STORAGE : 2
2 $LARGE
3 C=====
4 C                                LLCSRC
5 C   este programa faz a simulacao do conversor serie ressonante - LLC
6 C   Autor : Eng. EDUARDO DESCHAMPS - LAMEP - UFSC
7 C=====
8 C
9   CHARACTER NAM3(20)*1,NAME3*20,ESC*5,ESC1*6
10  EQUIVALENCE(NAME3,NAM3(1))
11  REAL IL,IT,XL,XC,TZ,Z,Q,I0(3500),L,TEMP(250),XL2,L2,XNLI,XNALFA
12  REAL VOG(250),VIG(250),VC(250),SIG,QG(3500),XNFE,FIG,ZL,TL,I0N
13  REAL ITL,XS,XP,TR(100),ZR(100),IT1,IT2,IL1,IL2,VC2(250),XL1,L1
14  REAL I0T(250),I02(250)
15  COMMON/PROG1/C,R,NH,I,PI,PI2
16  COMMON/PROG2/XL1(100),XL2(100),XC(100),TZ(100),Z(100),XS(100)
17  COMMON/PROG2/XP(100),TL(100),ZL(100),SIG
18  COMMON/PROG3/FIG(6)
19  COMMON/PROG4/XNFE(20)
20  COMMON/PROG5/XNLI(20)
21  COMMON/PROG6/XNALFA(20)
22  COMMON/PROG7/L1,L2,L,W0,CL
23 C
24  WRITE(*,*)'*****'
25  WRITE(*,*)'          SIMULACAO DO CONVERSOR LLC-SRC'
26  WRITE(*,*)'*****'
27  100 WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM FS/F0 CTE [  FS  ]'
28  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM PHI CTE [  PHI  ]'
29  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM ALFA CTE [  ALFA  ]'
30  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L1 CTE [  LP  ]'
31  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
32  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
33  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
34  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
35  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
36  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
37  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
38  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
39  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
40  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
41  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
42  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
43  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
44  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
45  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
46  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
47  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
48  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
49  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
50  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
51  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
52  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
53  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
54  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
55  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'
56  WRITE(*,*)'CARACT. EXTERNAS COM L2 CTE [  LA  ]'

```

```

57      GOTO 100
58      END IF
59      END IF
60      END IF
61      END IF
62      END IF
63      END IF
64 C=====
65 C      CARACTERISTICA EXTERNA PARA FS/FO CTE E ANGULO PHI VARIAVEL
66 C=====
67      CALL INPUT1(NF)
68      DO 60 M=1,NF
69      XNF=XNFE(M)
70      WRITE(*,*)' FS/FO = ',XNF
71      WS=XNF*W0
72      CALL PARAM(WS,XNF)
73      FI=0.
74 180   IF(FI.LE.PI)THEN
75      CALL CEXT(IT,Q,FI)
76      IO(I)=IT
77      QG(I)=Q
78      I=I+1
79      IX=I
80      FI=FI+.01
81      GOTO 180
82      ELSE
83      QG(I)=0.
84      IO(I)=0.
85      I=I+1
86      IX=I
87      END IF
88 60    CONTINUE
89      GOTO 250
90 C=====
91 C      CARACTERISTICA EXTERNA PARA ANGULO PHI CTE E FS/FO VARIAVEL
92 C=====
93 150   CALL INPUT2(NA,XNFI,XNFF,ESC)
94      DO 99 M=1,NA
95      WRITE (*,*)'ANGULO FI = ',FIG(M)
96      FI=FIG(M)*PI/180.
97      XNF=XNFI
98 200   IF (XNF.LE.XNFF) THEN
99      WS=XNF*W0
100     CALL PARAM(WS,XNF)
101     CALL CEXT(IT,Q,FI)
102     IO(I)=IT
103     QG(I)=Q
104     I=I+1
105     IX=I
106     IF (ESC.EQ.'MAIOR') THEN
107     XNF=XNF+.1
108     ELSE
109     XNF=XNF+.01
110     END IF
111     GOTO 200
112     ELSE

```

```

113      IF (ESC.EQ.'MAIOR') THEN
114      QG(I)=0.
115      IO(I)=0.
116      I=I+1
117      QG(I)=0.
118      IO(I)=100.
119      I=I+1
120      IX=I
121      ELSE
122      QG(I)=0.
123      IO(I)=100.
124      I=I+1
125      QG(I)=0.
126      IO(I)=0.
127      I=I+1
128      QG(I)=100.
129      IO(I)=0.
130      I=I+1
131      IX=I
132      END IF
133      END IF
134      99  CONTINUE
135      GOTO 250

```

```

136 C=====
137 C      CARACTERISTICA EXTERNA PARA FS/FO E ALFA CTE E PHI VARIABEL
138 C=====
139      159  CALL INPUT5(NA,FS)
140      WS=2.*PI*FS
141      W0=1./(L*C)**0.5
142      CL=(L/C)**.5
143      DO 61 M=1,NA
144      ALFA=XNALFA(M)
145      WRITE(*,*)'ALFA =',ALFA
146      L2=(1+ALFA)*L/ALFA
147      L1=ALFA*L2
148      XNF=WS/W0
149      WRITE(*,*)'FS/FO =',XNF
150      FI=0.
151      CALL PARAM(WS,XNF)
152      181  IF (FI.LE.PI) THEN
153      CALL CEXT(IT,Q,FI)
154      IO(I)=IT
155      QG(I)=Q
156      I=I+1
157      IX=I
158      FI=FI+.01
159      GOTO 181
160      ELSE
161      QG(I)=0.
162      IO(I)=0.
163      I=I+1
164      IX=I
165      END IF
166      61  CONTINUE
167      GOTO 250
168 C=====

```



169 C     CARACTERISTICA EXTERNA PARA L1 CTE , L2 E PHI VARIAVEIS

```

170 C=====
171     158   CALL INPUT4(NA,E,FS)
172           WS=2.*PI*FS
173           DO 62 M=1,NA
174           XNL=XNLI(M)
175           WRITE(*,*)'L2/L1 =',XNL
176           L2=XNL*L1
177           L=(L1*L2)/(L1+L2)
178           W0=1./(L*C)**0.5
179           CL=(L/C)**.5
180           XNF=WS/W0
181           FI=0.
182           CALL PARAM(WS,XNF)
183     182   IF (FI.LE.PI) THEN
184           CALL CEXT2(IT,VO,FI,E)
185           IO(I)=IT
186           QG(I)=VO
187           I=I+1
188           IX=I
189           FI=FI+.01
190           GOTO 182
191           ELSE
192           QG(I)=0.
193           IO(I)=0.
194           I=I+1
195           IX=I
196           END IF
197     62   CONTINUE
198           GOTO 250

```

199 C=====

200 C     CARACTERISTICA EXTERNA PARA L2 CTE , L1 E PHI VARIAVEIS

```

201 C=====
202     157   CALL INPUT3(NA,E,FS)
203           WS=2.*PI*FS
204           DO 63 M=1,NA
205           XNL=XNLI(M)
206           WRITE(*,*)'L1/L2 =',XNL
207           L1=XNL*L2
208           L=(L1*L2)/(L1+L2)
209           W0=1./(L*C)**0.5
210           CL=(L/C)**.5
211           XNF=WS/W0
212           FI=0.
213           CALL PARAM(WS,XNF)
214     183   IF (FI.LE.PI) THEN
215           CALL CEXT2(IT,VO,FI,E)
216           IO(I)=IT
217           QG(I)=VO
218           I=I+1
219           IX=I
220           FI=FI+.01
221           GOTO 183
222           ELSE
223           QG(I)=0.
224           IO(I)=0.

```

```

225      I=I+1
226      IX=I
227      END IF
228 63    CONTINUE
229      GOTO 250
230 C
231 C=====
232 C      CALCULO DAS PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA DO LC-SRC.
233 C=====
234 110    CALL INPUT6(XNF,Q)
235      ERRO=1E-5
236      WT=0.
237      WS=XNF*W0
238      CALL PARAM(WS,XNF)
239      DO 101 N=1,NH,2
240      ZR(N)=(XC(N)**2+R**2)**0.5
241      TR(N)=ATAN(R/XC(N))
242 101    CONTINUE
243 C      CALCULO DO ANGULO PHI
244 C      *****
245      JJ=0
246      FI=ACOS(((XL2(1)-XC(1))/XL2(1))*Q)
247      FIA=0.
248 220    DIFI=ABS(FI-FIA)
249      FIA=FI
250      IF (DIFI.GT.ERRO.AND.JJ.LT.10) THEN
251      V1=0.
252      V2=0.
253      V3=0.
254      DO 102 N=1,NH,2
255      AV1=XL2(N)*SIN(SIG*N*FIA-TZ(N))
256      BV=N*Z(N)*XS(N)
257      VI1=AV1/BV
258      V1=V1+VI1
259      AV2=ZL(N)*SIN(TL(N)-TZ(N))
260      BV=N*Z(N)*XS(N)
261      VI2=AV2/BV
262      V2=V2+VI2
263      AV3=XL2(N)*COS(SIG*N*FIA-TZ(N))
264      CV=Z(N)*XS(N)
265      VI3=AV3/CV
266      V3=V3+VI3
267 102    CONTINUE
268      FI=FIA-SIG*((V1-Q*V2)/V3)
269      JJ=JJ+1
270      GOTO 220
271      END IF
272 C      *****
273      FIC=FI*180./PI
274      WRITE(*,*)'FI USADO =',FIC
275 240    IF(WT.LE.(2*PI))THEN
276      IT1=0.
277      IT2=0.
278      IT=0.
279      VOT=0.
280      VIT=0.

```

```

281      VCT=0.
282      DO 103 N=1,NH,2
283          AN1=4.*CL/((N*PI)*Z(N)*XS(N))
284          BN1=XL2(N)*SIN(N*WT-TZ(N))
285          CN1=ZL(N)*SIN(N*WT-SIG*N*FI+TL(N)-TZ(N))
286          IL1=AN1*(BN1-Q*CN1)
287          IT1=IT1+IL1
288          BN2=XL1(N)*SIN(N*WT-TZ(N))
289          CN2=ZR(N)*SIN(N*WT-SIG*N*FI+TR(N)-TZ(N))
290          IL2=AN1*(BN2-Q*CN2)
291          IT2=IT2+IL2
292          AN=4.*CL/((N*PI)*Z(N))
293          BN=SIN(N*WT-TZ(N))
294          CN=XL2(N)*SIN(N*WT-SIG*N*FI-TZ(N))/XS(N)
295          IL=AN*(BN-Q*CN)
296          IT=IT+IL
297          VOL=SIN(N*WT-SIG*N*FI)*4.*Q/(N*PI)
298          VOT=VOT+VOL
299          VIL=SIN(N*WT)*4./(N*PI)
300          VIT=VIT+VIL
301          VAN=4.*XC(N)/((N*PI)*Z(N))
302          VBN=SIN(N*WT-PI2-TZ(N))
303          VCN=XL2(N)*SIN(N*WT-SIG*N*FI-PI2-TZ(N))
304          VCL=VAN*(VBN-Q*VCN/XS(N))
305          VCT=VCT+VCL
306      103  CONTINUE
307          IO(I)=IT1
308          IO2(I)=IT2
309          IOT(I)=IT
310          VC(I)=VCT
311          VOG(I)=VOT
312          VIG(I)=VIT
313          I=I+1
314          IX=I
315          WT=WT+(PI/100.)
316          TEMP(I)=WT
317          GOTO 240
318      END IF
319  C=====
320  C      ABERTURA DE ARQUIVO DE SAIDA.
321  C=====
322      250  WRITE(*,*) '
323          WRITE(*,*) ' NOME DO ARQUIVO DE SAIDA ? '
324      260  WRITE(*, '(A\)' ) ' ARQUIVO DO TIPO: ----.PLT
325          *      ---->
326          READ(*, '(A)',ERR=260) NAME3
327          DO 104 I=16,1,-1
328      104  IF(NAM3(I).NE.' ') GOTO 270
329      270  NAM3(I+1)=' '
330          NAM3(I+2)='P'
331          NAM3(I+3)='L'
332          NAM3(I+4)='T'
333          WRITE(*, '(A\)' ) ' NOME DO ARQUIVO A SER ABERTO : '
334          WRITE(*, '(A)' ) NAME3
335          NPT=IX-1
336          LRECL=4*NPT

```

```

337 OPEN(13,FILE=NAME3,STATUS='NEW',ACCESS='DIRECT',ERR=280,
338 * RECL=LRECL,IOSTAT=IER3)
339 GOTO 290
340 280 WRITE(*,*)' ERRO NO NOME DO ARQUIVO DE SAIDA '
341 WRITE(*,*)' ERRO: ',IER3
342 290 NCLE=0
343 IF (ESC1.EQ.'F') THEN
344 NCOU=6
345 WRITE(13,REC=1) NCLE,NCOU,NPT,1,NPT,TEMP(NPT)
346 WRITE(13,REC=2) (TEMP(I),I=1,NPT)
347 WRITE(13,REC=3) (IO(K),K=1,NPT)
348 WRITE(13,REC=4) (VIG(K),K=1,NPT)
349 WRITE(13,REC=5) (VOG(K),K=1,NPT)
350 WRITE(13,REC=6) (VC(K),K=1,NPT)
351 WRITE(13,REC=7) (IO2(K),K=1,NPT)
352 WRITE(13,REC=8) (IOT(K),K=1,NPT)
353 WRITE(*,*)' FORMAS DE ONDA DO LC-SRC DESTES ARQUIVO '
354 WRITE(*,*)' CURVA 1 - CORRENTE NO INDUTOR PRINCIPAL ( il1 )'
355 WRITE(*,*)' CURVA 2 - TENSÃO ENTRE A E B ( vab )'
356 WRITE(*,*)' CURVA 3 - TENSÃO ENTRE C E B ( vcb )'
357 WRITE(*,*)' CURVA 4 - TENSÃO NO CAPACITOR ( vc )'
358 WRITE(*,*)' CURVA 5 - CORRENTE NO INDUTOR AUXILIAR ( il2 )'
359 WRITE(*,*)' CURVA 6 - CORRENTE TOTAL ( il )'
360 ELSE
361 NCOU=1
362 WRITE(13,REC=1) NCLE,NCOU,NPT,1,NPT,IO(NPT)
363 WRITE(13,REC=2) (IO(I),I=1,NPT)
364 WRITE(13,REC=3) (QG(K),K=1,NPT)
365 END IF
366 WRITE(*,*) NAME3,' ESTA GUARDADO '
367 STOP
368 END
369 C=====
370 SUBROUTINE DADOS
371 C
372 COMMON/PROG1/C,R,NH,I,PI,PI2
373 C
374 WRITE(*, '(A\)' )' CAPACITANCIA DO CIRCUITO RESSONANTE [F] ==> '
375 READ(*,*) C
376 WRITE(*, '(A\)' )' RESISTENCIA [OHMS] =====> '
377 READ(*,*) R
378 WRITE(*, '(A\)' )' ORDEM DA ULTIMA HARMONICA =====> '
379 READ(*,*) NH
380 PI=4.*ATAN(1.)
381 PI2=PI/2.
382 I=1
383 RETURN
384 END
385 C=====
386 SUBROUTINE DADOS1
387 C
388 REAL L,L1,L2
389 COMMON/PROG1/C,R,NH,I,PI,PI2
390 COMMON/PROG7/L1,L2,L,W0,CL
391 C
392 WRITE(*, '(A\)' )' INDUTANCIA 1 [H] =====> '

```

```

393      READ(*,*) L1
394      WRITE(*, '(A\)\') INDUTANCIA 2 [H] =====>
395      READ(*,*) L2
396      L=(L1*L2)/(L1+L2)
397      CALL DADOS
398      W0=1./(L*C)**0.5
399      CL=(L/C)**.5
400      RETURN
401      END
402 C=====
403      SUBROUTINE PARAM(WS,XNF)
404 C
405      REAL XL1,XL2,XC,TZ,Z,XS,XP,TL,ZL,L1,L2,L
406      COMMON/PROG1/C,R,NH,I,PI,PI2
407      COMMON/PROG2/XL1(100),XL2(100),XC(100),TZ(100),Z(100),XS(100)
408      COMMON/PROG2/XP(100),TL(100),ZL(100),SIG
409      COMMON/PROG7/L1,L2,L,W0,CL
410 C
411      DO 30 N=1,NH,2
412          XL1(N)=N*WS*L1
413          XL2(N)=N*WS*L2
414          XS(N)=XL1(N)+XL2(N)
415          XP(N)=N*WS*L
416          XC(N)=1./(N*WS*C)
417          TZ(N)=ATAN((XP(N)-XC(N))/R)
418          Z(N)=((XP(N)-XC(N))**2+R**2)**0.5
419          ZL(N)=(R*R+(XL2(N)-XC(N))**2)**0.5
420          TL(N)=ATAN(-R/(XL2(N)-XC(N)))
421      30  CONTINUE
422          SIG=TZ(1)/ABS(TZ(1))
423          RETURN
424      END
425 C=====
426      SUBROUTINE CEXT(IT,Q,FI)
427 C
428      REAL XL1,XL2,XC,TZ,Z,XS,XP,TL,ZL,L1,L2,L,IT,ITL
429      COMMON/PROG1/C,R,NH,I,PI,PI2
430      COMMON/PROG2/XL1(100),XL2(100),XC(100),TZ(100),Z(100),XS(100)
431      COMMON/PROG2/XP(100),TL(100),ZL(100),SIG
432      COMMON/PROG7/L1,L2,L,W0,CL
433 C
434      AT=0.
435      BT=0.
436      DO 40 N=1,NH,2
437          AN=XL2(N)*SIN(SIG*N*FI-TZ(N))/(N*Z(N)*XS(N))
438          AT=AT+AN
439          BN=ZL(N)*SIN(-TZ(N)+TL(N))/(N*Z(N)*XS(N))
440          BT=BT+BN
441      40  CONTINUE
442          Q=AT/BT
443          IT=0.
444          DO 50 N=1,NH,2
445              DN=8*CL/((N*PI)**2*Z(N)*XS(N))
446              EN=XL2(N)*COS(SIG*N*FI-TZ(N))
447              FN=ZL(N)*COS(-TZ(N)+TL(N))
448              ITL=DN*(EN-Q*FN)

```

```

449      IT=IT+ITL
450      50  CONTINUE
451      RETURN
452      END
453 C=====
454      SUBROUTINE CEXT2(IT,VO,FI,E)
455 C
456      REAL XL1,XL2,XC,TZ,Z,XS,XP,TL,ZL,L1,L2,L,IT,ITL
457      COMMON/PROG1/C,R,NH,I,PI,PI2
458      COMMON/PROG2/XL1(100),XL2(100),XC(100),TZ(100),Z(100),XS(100)
459      COMMON/PROG2/XP(100),TL(100),ZL(100),SIG
460      COMMON/PROG7/L1,L2,L,W0,CL
461 C
462      AT=0.
463      BT=0.
464      DO 42 N=1,NH,2
465      AN=E*XL2(N)*SIN(SIG*N*FI-TZ(N))/(N*Z(N)*XS(N))
466      AT=AT+AN
467      BN=ZL(N)*SIN(-TZ(N)+TL(N))/(N*Z(N)*XS(N))
468      BT=BT+BN
469      42  CONTINUE
470      VO=AT/BT
471      IT=0.
472      DO 52 N=1,NH,2
473      DN=8/((N*PI)**2*Z(N)*XS(N))
474      EN=E*XL2(N)*COS(SIG*N*FI-TZ(N))
475      FN=VO*ZL(N)*COS(-TZ(N)+TL(N))
476      ITL=DN*(EN-FN)
477      IT=IT+ITL
478      52  CONTINUE
479      RETURN
480      END
481 C=====
482      SUBROUTINE INPUT1(NF)
483 C
484      REAL XNFE
485      COMMON/PROG4/XNFE(20)
486 C
487      WRITE(*, '(A\)' ) ' NUMERO DE RELACOES FS/F0 [max=20] =====> '
488      READ(*,*) NF
489      DO 10 M=1,NF
490      WRITE(*, '(A\)' ) ' FS/F0 =====> '
491      READ(*,*) XNFE(M)
492      10  CONTINUE
493      CALL DADOS1
494      RETURN
495      END
496 C=====
497      SUBROUTINE INPUT2(NA,XNFI,XNFF,ESC)
498 C
499      CHARACTER ESC*5
500      REAL FIG
501      COMMON/PROG3/FIG(6)
502 C
503      WRITE(*, '(A\)' ) ' NUMERO DE ANGULOS PHI [max=6] =====> '
504      READ(*,*) NA

```

```

505      DO 20 M=1,NA
506      WRITE(*, '(A\)' ) ' ANGULO PHI [GRAUS] ==> '
507      READ(*,*) FIG(M)
508      20  CONTINUE
509      150  WRITE(*, '(A\)' ) ' FS [ MAIOR ] OU [ MENOR ] QUE F0 =====> '
510      READ(*, '(A\)' ) ESC
511      IF (ESC.EQ. 'MAIOR'.OR.ESC.EQ. 'maior') THEN
512      XNFI=1.02
513      XNFF=12.
514      ESC='MAIOR'
515      ELSE
516      IF (ESC.EQ. 'MENOR'.OR.ESC.EQ. 'menor') THEN
517      IF (FIG(1).LT.90.) THEN
518      XNFI=0.8
519      XNFF=0.95
520      ELSE
521      XNFI=0.6
522      XNFF=0.7
523      END IF
524      ELSE
525      GOTO 150
526      END IF
527      END IF
528      CALL DADOS1
529      RETURN
530      END
531  C=====
532      SUBROUTINE INPUT3(NA,E,FS)
533  C
534      REAL XNLI,L1,L2,L
535      COMMON/PROG5/XNLI(20)
536      COMMON/PROG7/L1,L2,L,W0,CL
537  C
538      WRITE(*, '(A\)' ) ' QTAS REL(S) DE INDUTANCIAS [max=6] =====> '
539      READ(*,*) NA
540      DO 21 M=1,NA
541      WRITE(*, '(A\)' ) ' L1/L2 =====> '
542      READ(*,*) XNLI(M)
543      21  CONTINUE
544      WRITE(*, '(A\)' ) ' TENSÃO DE ENTRADA [V] =====> '
545      READ(*,*) E
546      WRITE(*, '(A\)' ) ' FREQUENCIA DE CHAVEAMENTO [Hz] =====> '
547      READ(*,*) FS
548      WRITE(*, '(A\)' ) ' INDUTANCIA 2 [H] =====> '
549      READ(*,*) L2
550      CALL DADOS
551      RETURN
552      END
553  C=====
554      SUBROUTINE INPUT4(NA,E,FS)
555  C
556      REAL XNLI,L1,L2,L
557      COMMON/PROG5/XNLI(20)
558      COMMON/PROG7/L1,L2,L,W0,CL
559  C
560      WRITE(*, '(A\)' ) ' QTAS REL(S) DE INDUTANCIAS [max=6] =====> '

```

```

561      READ(*,*) NA
562      DO 22 M=1,NA
563      WRITE(*, '(A\)' ) L2/L1 =====>
564      READ(*,*) XNLI(M)
565      22  CONTINUE
566      WRITE(*,*)
567      WRITE(*, '(A\)' ) TENSÃO DE ENTRADA [V] =====>
568      READ(*,*) E
569      WRITE(*, '(A\)' ) FREQUENCIA DE CHAVEAMENTO [Hz] =====>
570      READ(*,*) FS
571      WRITE(*, '(A\)' ) INDUTANCIA 1 [H] =====>
572      READ(*,*) L1
573      CALL DADOS
574      RETURN
575      END
576 C=====
577      SUBROUTINE INPUT5(NA,FS)
578 C
579      REAL XNALFA,L1,L2,L
580      COMMON/PROG6/XNALFA(20)
581      COMMON/PROG7/L1,L2,L,W0,CL
582 C
583      WRITE(*, '(A\)' ) NUMERO DE ALFAS [max=6] =====>
584      READ(*,*) NA
585      DO 23 M=1,NA
586      WRITE(*, '(A\)' ) ALFA =====>
587      READ(*,*) XNALFA(M)
588      23  CONTINUE
589      WRITE(*,*)
590      WRITE(*, '(A\)' ) FREQUENCIA DE CHAVEAMENTO [ Hz ] =====>
591      READ(*,*) FS
592      WRITE(*, '(A\)' ) INDUTANCIA EQUIVALENTE [H] =====>
593      READ(*,*) L
594      CALL DADOS
595      RETURN
596      END
597 C=====
598      SUBROUTINE INPUT6(XNF,Q)
599 C
600      WRITE(*, '(A\)' ) FREQ.CHAVEAMENTO/FREQ.RESSONANCIA =====>
601      READ(*,*) XNF
602      WRITE(*, '(A\)' ) TENSÃO DE SAÍDA/TENSÃO DE ENTRADA =====>
603      READ(*,*) Q
604      CALL DADOS1
605      RETURN
606      END
607 C=====

```



```

1 $STORAGE : 2
2 $LARGE
3 C=====
4 C                                LLCHB
5 C   este programa faz a simulacao do conversor serie ressonante - LLC
6 C                                half bridge
7 C   Autor : Eng. EDUARDO DESCHAMPS - LAMEP - UFSC
8 C=====
9 C
10 CHARACTER NAM3(20)*1,NAME3*20
11 EQUIVALENCE(NAME3,NAM3(1))
12 REAL IL,IT,XL(100),XC(100),TZ(100),Z(100),Q,ILP(250),L,TEMP(250)
13 REAL VCB(250),VAB(250),SIG,L1,L2,XL1(100),XL2(100),XS(100)
14 REAL TL(100),ZL(100),TR(100),ZR(100),IT1,IT2,IL1,IL2,ILA(250)
15 REAL IC(250),VC(250),ITR1(250),ID1(250),ID34(250),VT1(250)
16 REAL VD34(250),VD1(250)
17 C
18 WRITE(*, '(A\)' ) ' FREQ.CHAVEAMENTO [Hz] =====> '
19 READ(*,*) FS
20 WRITE(*, '(A\)' ) ' TENSÃO DE SAÍDA/TENSÃO DE ENTRADA =====> '
21 READ(*,*) Q
22 WRITE(*, '(A\)' ) ' TENSÃO DE ENTRADA [V] =====> '
23 READ(*,*) E
24 WRITE(*, '(A\)' ) ' RELACAO L1/L2 =====> '
25 READ(*,*) XNL
26 WRITE(*, '(A\)' ) ' INDUTANCIA 2 [H] =====> '
27 READ(*,*) L2
28 WRITE(*, '(A\)' ) ' CAPACITANCIA DO CIRCUITO RESSONANTE [F] ==> '
29 READ(*,*) C
30 WRITE(*, '(A\)' ) ' RESISTENCIA [OHMS] =====> '
31 READ(*,*) R
32 WRITE(*, '(A\)' ) ' ORDEM DA ULTIMA HARMONICA =====> '
33 READ(*,*) NH
34 ERRO=1E-5
35 PI=4.*ATAN(1.)
36 PI2=PI/2.
37 L1=XNL*L2
38 L=L1*L2/(L1+L2)
39 W0=1./(L*C)**0.5
40 CL=(L/C)**.5
41 I=1
42 WT=0.
43 WS=2.*PI*FS
44 XNF=WS/W0
45 WRITE(*,*) 'FS/F0 =',XNF
46 V2=0.
47 DO 10 N=1,NH,2
48   XL(N)=N*WS*L
49   XL1(N)=N*WS*L1
50   XL2(N)=N*WS*L2
51   XS(N)=XL1(N)+XL2(N)
52   XC(N)=1./(N*WS*C)
53   Z(N)=(R*R+(XL(N)-XC(N))**2)**0.5
54   TZ(N)=ATAN((XL(N)-XC(N))/R)
55   ZL(N)=((XC(N)-XL2(N))**2+R**2)**0.5
56   TL(N)=ATAN(-R/(XL2(N)-XC(N)))

```

```

57      ZR(N)=(XC(N)**2+R**2)**0.5
58      TR(N)=ATAN(R/XC(N))
59      AV2=ZL(N)*SIN(TL(N)-TZ(N))
60      BV=N*Z(N)*XS(N)
61      VI2=AV2/BV
62      V2=V2+VI2
63  10  CONTINUE
64      SIG=TZ(1)/ABS(TZ(1))
65  C   CALCULO DO ANGULO PHI
66  C   *****
67      JJ=0
68      FI=ACOS(((XL2(1)-XC(1))/XL2(1))*Q)
69      FIA=0.
70  200  DIF=ABS(FI-FIA)
71      FIA=FI
72      IF (DIF.GT.ERRO.AND.JJ.LT.10) THEN
73      V1=0.
74      V3=0.
75      DO 220 N=1,NH,2
76      AV1=XL2(N)*SIN(SIG*N*FIA-TZ(N))
77      BV=N*Z(N)*XS(N)
78      VI1=AV1/BV
79      V1=V1+VI1
80      AV3=XL2(N)*COS(SIG*N*FIA-TZ(N))
81      CV=Z(N)*XS(N)
82      VI3=AV3/CV
83      V3=V3+VI3
84  220  CONTINUE
85      FI=FIA-SIG*((V1-Q*V2)/V3)
86      JJ=JJ+1
87      GOTO 200
88      END IF
89      FIG=FI*180./PI
90      WRITE(*,*) 'FI UTIL = ',FIG
91  300  IF(WT.LE.(4*PI))THEN
92      IT1=0.
93      IT2=0.
94      IT=0.
95      VOT=0.
96      VIT=0.
97      VCT=0.
98      DO 20 N=1,NH,2
99      AN1=4.*E/((N*PI)*Z(N)*XS(N))
100     BN1=XL2(N)*SIN(N*WT-TZ(N))
101     CN1=ZL(N)*SIN(N*WT-SIG*N*FI+TL(N)-TZ(N))
102     IL1=AN1*(BN1-Q*CN1)
103     IT1=IT1+IL1
104     BN2=XL1(N)*SIN(N*WT-TZ(N))
105     CN2=ZR(N)*SIN(N*WT-SIG*N*FI+TR(N)-TZ(N))
106     IL2=AN1*(BN2-Q*CN2)
107     IT2=IT2+IL2
108     AN=4.*E/((N*PI)*Z(N))
109     BN=SIN(N*WT-TZ(N))
110     CN=XL2(N)*SIN(N*WT-SIG*N*FI-TZ(N))/XS(N)
111     IL=AN*(BN-Q*CN)
112     IT=IT+IL

```

```

113      VOL=SIN(N*WT-SIG*N*FI)*4.*Q*E/(N*PI)
114      VOT=VOT+VOL
115      VIL=SIN(N*WT)*4.*E/(N*PI)
116      VIT=VIT+VIL
117      VAN=4.*XC(N)*E/((N*PI)*Z(N))
118      VBN=SIN(N*WT-PI2-TZ(N))
119      VCN=XL2(N)*SIN(N*WT-SIG*N*FI-PI2-TZ(N))
120      VCL=VAN*(VBN-Q*VCN/XS(N))
121      VCT=VCT+VCL
122  20    CONTINUE
123      ILP(I)=IT1
124      ILA(I)=IT2
125      IC(I)=IT
126      VC(I)=VCT
127      VCB(I)=VOT
128      VAB(I)=VIT
129      IF (IT.LE.0.) THEN
130      IF (VIT.LE.0.) THEN
131      ITR1(I)=-IT
132      END IF
133      ELSE
134      IF (VIT.LE.0.) THEN
135      ID1(I)=IT
136      END IF
137      END IF
138      IF (IT1.GE.0.) THEN
139      ID34(I)=IT1
140      END IF
141      IF (VIT.GE.0.) THEN
142      VT1(I)=2.*VIT
143      VD1(I)=-2.*VIT
144      END IF
145      IF (VOT.LE.0.) THEN
146      VD34(I)=VOT
147      END IF
148      I=I+1
149      IX=I
150      WT=WT+(PI/50.)
151      TEMP(I)=WT
152      GOTO 300
153      END IF
154  C      *****
155      WRITE(*,*)' '
156      WRITE(*,*)' NOME DO ARQUIVO DE SAIDA ?'
157  105    WRITE(*, '(A\)' )' ARQUIVO DO TIPO: ----.PLT
158      *      ---->
159      READ(*, '(A)',ERR=105) NAME3
160      DO 110 I=16,1,-1
161  110    IF(NAM3(I).NE.' ') GOTO 111
162  111    NAM3(I+1)='.'
163      NAM3(I+2)='P'
164      NAM3(I+3)='L'
165      NAM3(I+4)='T'
166      WRITE(*, '(A\)' )' NOME DO ARQUIVO A SER ABERTO : '
167      WRITE(*, '(A)' ) NAME3
168      NPT=IX-1

```

```

169      LRECL=4*NPT
170      OPEN(13,FILE=NAME3,STATUS='NEW',ACCESS='DIRECT',ERR=120,
171      * RECL=LRECL,IOSTAT=IER3)
172      GOTO 130
173 120  WRITE(*,*)'ERRO NO NOME DO ARQUIVO DE SAIDA '
174      WRITE(*,*)'ERRO: ',IER3
175 130  NCLE=0
176      NCOU=12
177      WRITE(13,REC=1) NCLE,NCOU,NPT,1,NPT,TEMP(NPT)
178      WRITE(13,REC=2) (TEMP(I),I=1,NPT)
179      WRITE(13,REC=3) (ILP(K),K=1,NPT)
180      WRITE(13,REC=4) (ILA(K),K=1,NPT)
181      WRITE(13,REC=5) (IC(K),K=1,NPT)
182      WRITE(13,REC=6) (VC(K),K=1,NPT)
183      WRITE(13,REC=7) (VAB(K),K=1,NPT)
184      WRITE(13,REC=8) (VCB(K),K=1,NPT)
185      WRITE(13,REC=9) (ITR1(I),I=1,NPT)
186      WRITE(13,REC=10) (ID1(K),K=1,NPT)
187      WRITE(13,REC=11) (ID34(K),K=1,NPT)
188      WRITE(13,REC=12) (VT1(K),K=1,NPT)
189      WRITE(13,REC=13) (VD1(K),K=1,NPT)
190      WRITE(13,REC=14) (VD34(K),K=1,NPT)
191      WRITE(*,*) NAME3,'ESTA GUARDADO'
192      WRITE(*,*)'NUMERO DAS CURVAS GUARDADAS'
193      WRITE(*,*)'CURVA 1 > CORRENTE INDUTOR PRINCIPAL '
194      WRITE(*,*)'CURVA 2 > CORRENTE INDUTOR AUXILIAR '
195      WRITE(*,*)'CURVA 3 > CORRENTE CAPACITOR '
196      WRITE(*,*)'CURVA 4 > TENSÃO CAPACITOR '
197      WRITE(*,*)'CURVA 5 > TENSÃO PONTOS AB '
198      WRITE(*,*)'CURVA 6 > TENSÃO PONTOS CB '
199      WRITE(*,*)'CURVA 7 > CORRENTE TRANSISTOR 1 '
200      WRITE(*,*)'CURVA 8 > CORRENTE DIODO 1 '
201      WRITE(*,*)'CURVA 9 > CORRENTE DIODOS 3 E 4 '
202      WRITE(*,*)'CURVA 10 > TENSÃO TRANSISTOR 1 '
203      WRITE(*,*)'CURVA 11 > TENSÃO DIODO 1 '
204      WRITE(*,*)'CURVA 12 > TENSÃO DIODOS 3 E 4 '
205      STOP
206      END
207 C=====

```

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. AL HADDAD, K.; BELLAHNID, A. RAJAGOPALAN V., CHERON, Y. & FOCH, H. - "Novel Control Strategy to Improve the Dynamic Performance of a Series Resonant Converter" - IEEE-IAS'88 Annual Meeting, Conference Record, pp.806-812
2. ARAGÃO F<sup>o</sup>, Wilson Correia Pinto - "Estudo de um Conversor Série-Ressonante Operando com Freqüência Constante" - Dissertação de Mestrado - Florianópolis, UFSC, 1988.
3. BARBI, Ivo & DESCHAMPS, Eduardo - "Variable Inductance Circuit Using Bidirectional Switches Commutating Under Zero Voltage: Analysis, Design and Experimentation" - II Seminário de Eletrônica de Potência - IEEE-Seção Sul-Brasil, UFSC, 1989 - pp.71-76.
4. BARBI, Ivo & DESCHAMPS, Eduardo - "LLC-Type Series Resonant Converter: Analysis, Design and Experimentation" - UFSC - Publicação Interna.
5. BATARSEH, I.; LIU, R.; LEE, C.Q. & UPADHYAY, A.K. - "150 Watts and 140 KHz Multi-Output LCC-Type Parallel Resonant Converter" - IEEE-APEC'89 Conference, pp221-230.
6. BATARSEH, I.E. & LEE, C.Q. - "Steady State Analysis of the Parallel Resonant Converter with LLC-Type Commutation Network" - IEEE-APEC'89 Conference, pp.971-978.
7. CHERON, Y.; FOCH, H. & ROUX, J. - "Power Transfer Control Methods in High Frequency Resonant Converters" - PCI Proceedings, pp92-102 - Junho 1986.

8. DEB, Sujoy; JOSHI, A. & DORADLA, S.R. - "A Novel Frequency Domain Model for a Parallel Resonant Converter" - IEEE-PESC'87 Conference, pp537-544.
9. HARADA, Koosuke & GU, Wen-Jian - "Controlled Resonant Converters with Switching Frequency Fixed" - IEE-PESC Record 1987, pp431-438.
10. HARADA, Koosuke & GU, Wen-Jian - "Steady State Analysis of Class E Resonant DC-DC Converter Regulated Under Fixed Switching Frequency" - IEEE-PESC'88 Record, pp.3-8.
11. MANZOR, Carlos Edgardo Tagliani - "Estudo e Realização de um Inversor Monofásico de Alta Tensão e Alta frequência para Aquecimento Indutivo" - Dissertação de Mestrado - Florianópolis, UFSC, 1985.
12. ORUGANTI, Ramesh & LEE, Fred C. - "Resonant Power processors: Part II - Methods of Control" - IEE-IAS-1984 Annual Meeting, Conference Record, pp868-878.
13. PERIN, A.J. & RAIZER, A. - "Simulação Automática de Conversores Estáticos (SACEC)" - Manual de utilização do programa - Florianópolis, LAMEP, UFSC.
14. RISO, Bernardo Gonçalves (org.) - "Cálculo Numérico em Computadores" - Florianópolis, UFSC, 1984 - 58p. - pp48-57.